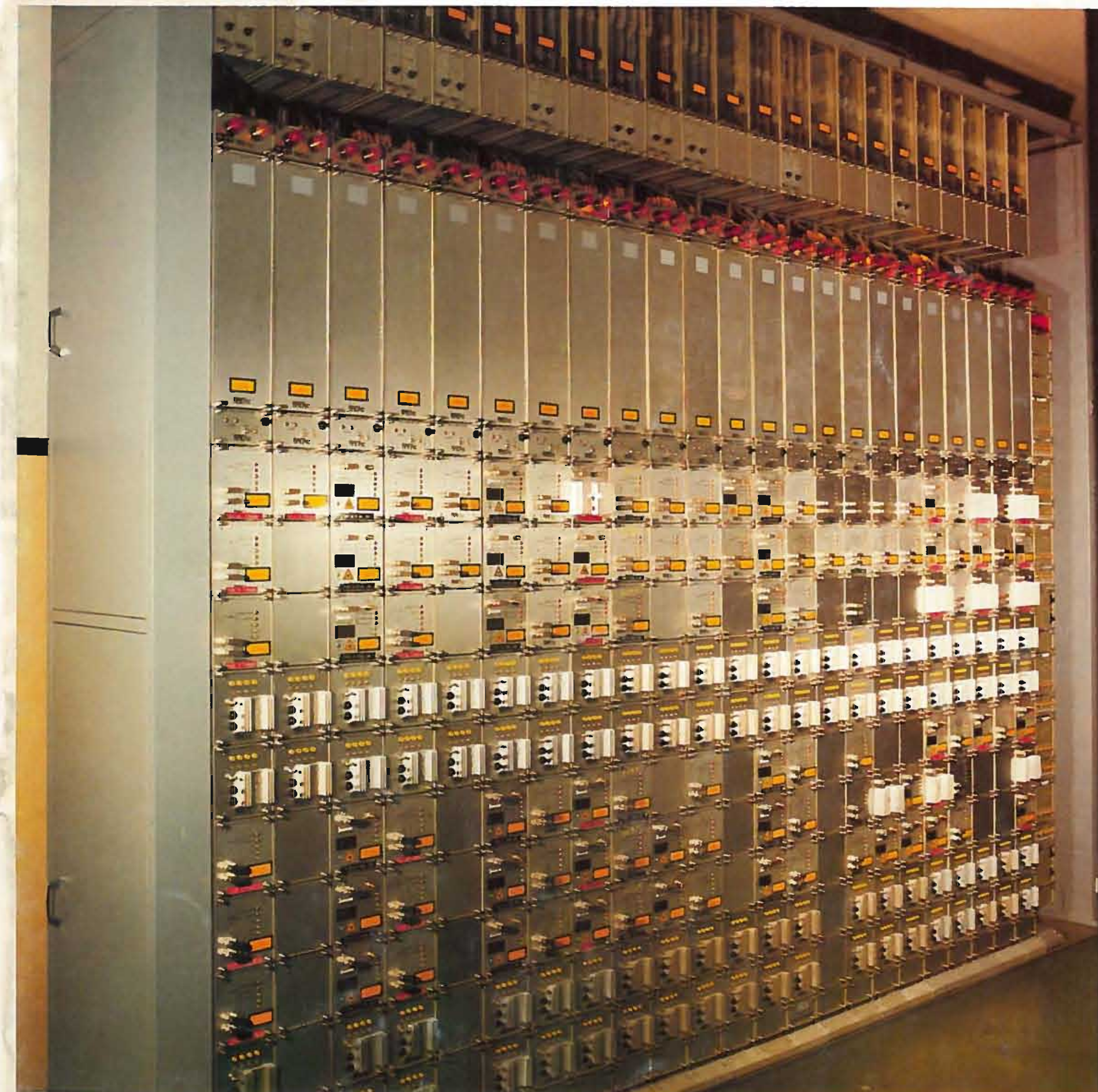
spedizione in abbonamento postale gruppo IV/70, N. 3 - 1° sem. 1993

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

ANNO XLI NUMERO 3 - 1992 EDIZIONI NUOVA ERI - Via Arsenale, 41 - TORINO L. 8000



Telai per collegamenti in fibra ottica al Centro di Produzione RAI di Roma

NUMERO 3 ANNO XLI	DICEMBRE 1992 DA PAGINA 97 A PAGINA 140

RIVISTA QUADRIMESTRALE
A CURA DELLA RAI
EDITA DALLA NUOVA ERI

DIRETTORE RESPONSABILE
GIANFRANCO BARBIERI

REDAZIONE
RENATO CAPRA
CENTRO RICERCHE RAI
CORSO GIAMBONE, 68
TEL. (011) 88 00 (int. 31 32)
10135 TORINO

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
SOC. PER LA PUBBLICITÀ IN ITALIA (SPI)
20121 MILANO - VIA MANZONI 37 - TEL. (02) 63131

Distribuzione per l'Italia:
Parrini & C. - p. Indipendenza 11/B
00185 Roma - Tel. (06) 49.92

Affiliato alla Federazione Italiana Editori Giornali



Stampa: ILTE - Moncalieri (Torino)

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

Sommario: *pagina*

Risposta spazio temporale di una telecamera (*G. Cerruti, M. Stroppiana, W. G. Tomaselli*) 98

L'articolo descrive ed esamina i fenomeni che limitano le prestazioni di una telecamera con tubo a raggi catodici. In particolare viene analizzata, mediante un apposito modello matematico della telecamera, la perdita di risoluzione spaziale di oggetti in movimento provocata dall'integrazione temporale e dal lag del tubo da ripresa. Dal confronto fra i risultati ottenuti con questo metodo e quelli ottenibili sperimentalmente si evidenziano minime differenze attribuibili essenzialmente ad errori, derivanti dalla delicatezza e complessità della misurazione.

Misura di G/T di un sistema ricevente da satellite (*F. Mussino*) ... 113

La misura del rapporto fra il guadagno d'antenna (G) e la temperatura di rumore (T) di un sistema per la ricezione da satellite ne caratterizza le prestazioni per quanto concerne il degradamento della qualità delle immagini televisive introdotto prevalentemente dal sistema ricevente. Nei casi in cui l'antenna è inscindibile dal convertitore SHF, la determinazione di G e di T non può avvenire separatamente, come nel classico metodo di misura, ma occorre utilizzare metodi che consentano l'individuazione diretta di G/T. L'articolo descrive alcuni metodi di misura e verifica la concordanza dei risultati ottenuti nei diversi modi. Particolarmente interessante è l'utilizzazione del satellite stesso come generatore di segnale.

Evoluzione dei collegamenti di contributo su fibre ottiche (*V. Sardella*) 125

L'articolo presenta le recenti soluzioni adottate per i sistemi di trasmissione in fibra ottica che operano sulla rete dei collegamenti di contributo della RAI. Sono esaminate le tecniche che hanno consentito un miglioramento nelle prestazioni ed una ottimizzazione dei sistemi in fibra ottica che trasferiscono segnali sia video che audio di elevata qualità tra i diversi insediamenti della RAI. I prototipi degli apparati sono stati progettati e sviluppati al Centro Ricerche RAI. Viene dato, infine, un accenno alla evoluzione dei collegamenti in relazione ai segnali televisivi ad alta definizione.

NOTIZIARIO:

Congresso AICA: a Torino l'Italia dell'informatica • Interni di autovetture esteticamente migliori con vernici ad effetto speciale • Primi bus 1553 approvati per stazioni spaziali 132
Visages, il videotelefono a colori • Sviluppo dei servizi di telecomunicazione sugli aerei di linea • Energia solare 133
Nuove prospettive della videocomunicazione • Tracing di coppie di cavi «Pin-Point» 134
TWT da 3 KW in banda C per stazioni di terra • Alto livello d'integrazione per i terminali ACE • Accertata la presenza di elio - 4 risultante da una fusione nucleare a freddo 135
Diagnosi di anomalie cardiache nei feti • Compouce quadri, il più piccolo modem a quattro velocità • Mini book by Elox • Misuratore di campo VHF/UHF e satelliti 136

ATTIVITÀ INTERNAZIONALE nell'ambito della Diffusione Radiotelevisiva:

MEDIASAT '92 137
Eurotravel '92 e 48ª Conferenza ACI 138
Il Centro Ricerche RAI all'IBTS '92 139



La fotografia mostra alcuni dei telai per collegamenti in fibra ottica installati presso il Centro di produzione TV della RAI di via Teulada in Roma. Questi sistemi di trasmissione sono stati progettati dal Centro Ricerche RAI per trasferire segnali sia video che audio di elevata qualità tra i diversi insediamenti aziendali (Centri di produzione, studi esterni, punti fissi di ripresa in ambito urbano) e fanno parte della rete dei collegamenti di contributo della RAI. (Articolo a pag. 125).

UNA COPIA L. 8000 (ESTERO L. 15000)
COPIA ARRETRATA L. 15000 (ESTERO L. 15000)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 20000 (ESTERO L. 40000)
VERSAMENTI ALLA NUOVA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO-C.C.P. N. 26960104
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REG. ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C.P. DI TORINO AL N. 494 IN DATA 6-11-1951

RISPOSTA SPAZIO-TEMPORALE DI UNA TELECAMERA

G. CERRUTI, M. STROPPIANA, W. G. TOMASELLI *

SOMMARIO — In questo lavoro vengono presentati i risultati ottenuti nell'ambito di un'analisi condotta sullo studio della capacità di risposta intesa come risoluzione in frequenza orizzontale, di una telecamera operante a scansione interallacciata, allorquando la stessa viene utilizzata per la ripresa di oggetti in movimento.
Dopo una prima parte nella quale sono esaminati da un punto di vista fisico alcuni dei fenomeni più importanti, tra i quali l'interazione fascio di scansione-target, l'integrazione temporale ed il lag, che possono incidere sulla risposta spaziale suddetta, seguono la presentazione di un modello matematico di funzionamento della telecamera ed un'analisi teorica dei risultati ottenuti avvalendosi di tale modello.
La terza ed ultima parte è interamente dedicata all'analisi sperimentale della capacità di risoluzione spaziale della telecamera. Dopo la descrizione del sistema elettronico allestito per l'esecuzione delle misure, vengono presentate e discusse le tecniche seguite per il superamento di alcune difficoltà di tipo realizzativo incontrate nel corso della sezione sperimentale.
Infine viene eseguita un'analisi su una serie di confronti tra i risultati sperimentali ed i risultati teorici ottenuti con il modello matematico della telecamera.

*SUMMARY — **Dynamic response of a TV camera.** The paper describes the results of an analysis carried out on the frequency resolution of a TV camera working at interlaced scanning, when the same is used to shoot moving objects.*
In the first part some of the most significant phenomena, such as scanning beam-target interaction, time integration and lag, which can affect the space response, are physically examined. A mathematical model for the TV camera operation and a theoretical analysis of the results achieved with such model are then presented.
The third and last part is completely dedicated to the experimental analysis of the dynamic resolution of the TV camera. The description of the electronic system set up for the measurement is followed by the presentation and discussion of the techniques applied to overcome some difficulties concerning the implementation, met during the experimental phase.
Finally, the comparisons carried out between the experimental and the theoretical results, achieved with the mathematical model of the TV camera, are analysed.

1. La risoluzione spaziale della telecamera

In questa parte iniziale si analizzano le cause più significative che possono alterare la caratteristica di risposta spaziale di una telecamera. In quest'ottica le nostre attenzioni saranno rivolte ai fenomeni connessi con uno degli aspetti più delicati dell'intera procedura di ripresa: l'interazione fascio di scansione-target.
Quel che è certo è che la dinamica dell'interfaccia fascio-target gioca un ruolo determinante sulle suddette capacità di risoluzione del tubo di ripresa. In particolare, la determinazione finale delle capacità risolutive è notevolmente influenzata sia dalle caratteristiche fisiche e dal grado di fotoconducibilità dello strato costituente il target sia dal profilo e dalla sezione trasversale del fascio di scansione nel momento del suo arrivo sulla superficie del target stesso.

In questa sezione ci proponiamo di capire perché le dimensioni finite del fascio di scansione sono causa di una limitazione della definizione spaziale. Concentriamo pertanto il nostro interesse sul caso in cui il fascio di scansione sta attraversando una transizione verticale nero-bianco. Quel che avviene è che nel punto in cui una metà del fascio di scansione copre il nero e l'altra metà copre il bianco, il segnale di uscita del tubo di ripresa sarà intermedio tra quello corrispondente al nero e quello corrispondente al bianco.

Da qui si intuisce che tale segnale non è altro che il risultato di una integrazione della quantità di luce caduta in quella precisa zona dello strato del target scandita dal fascio. In ultima analisi, l'effetto di una sezione trasversale finita del fascio di scansione è quello di generare una *distorsione in apertura*, solitamente indicata come *errore di apertura* che costituisce la causa principale di una elevata limitazione in frequenza del segnale all'uscita della telecamera.

Questa limitazione, responsabile di una diminuzione della qualità di risoluzione dell'immagine riprodotta, influenza la curva di risposta in frequenza spaziale che viene ad essere diversa a seconda della forma geometrica della sezione del fascio di scansione.

Il nostro intento è ora quello di determinare per via analitica gli andamenti della risposta in frequenza spaziale ipotizzando sezioni diverse per il fascio di scansione. La determinazione analitica di questa risposta in frequenza, anche conosciuta come funzione di trasferimento di modulazione MTF[1], è essenziale in quanto durante l'operazione di scansione di una singola riga, l'analisi che il fascio esegue in un punto del target su cui è riprodotto, sottoforma di concentrazione di carica elettrica, un particolare dell'immagine ottica totale, equivale in termini matematici alla convoluzione seguente,

$$[1] \qquad u(x,y) = i(x,y) * h(x,y)$$

Qui $i(x,y)$ è la funzione bidimensionale dell'immagine ottica, mentre $h(x,y)$ è la funzione bidimensionale che rappresenta la sezione del fascio, mentre x ed y sono le coordinate spaziali. Ricordando che alla moltiplicazione nello spazio delle coordinate corrisponde una convoluzione nel dominio delle frequenze (f_x, f_y) e viceversa, la trasformata di Fourier dell'equazione [1] risulta essere

$$[2] \qquad U(f_x, f_y) = I(f_x, f_y) \cdot H(f_x, f_y)$$

In essa $I(f_x, f_y)$ ed $H(f_x, f_y)$ sono le trasformate di Fourier rispettivamente delle $i(x,y)$ ed $h(x,y)$, ossia

$$[3] \qquad I(f_x, f_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} i(x,y) e^{-j2\pi(f_x x + f_y y)} dx dy$$

$$[4] \qquad H(f_x, f_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(x,y) e^{-j2\pi(f_x x + f_y y)} dx dy$$

In appendice A vengono riportati due esempi specifici, in ognuno dei quali viene calcolata a partire da una forma preassegnata per lo spot del fascio, la curva di risposta in frequenza spaziale $H(f_x, f_y)$ corrispondente.

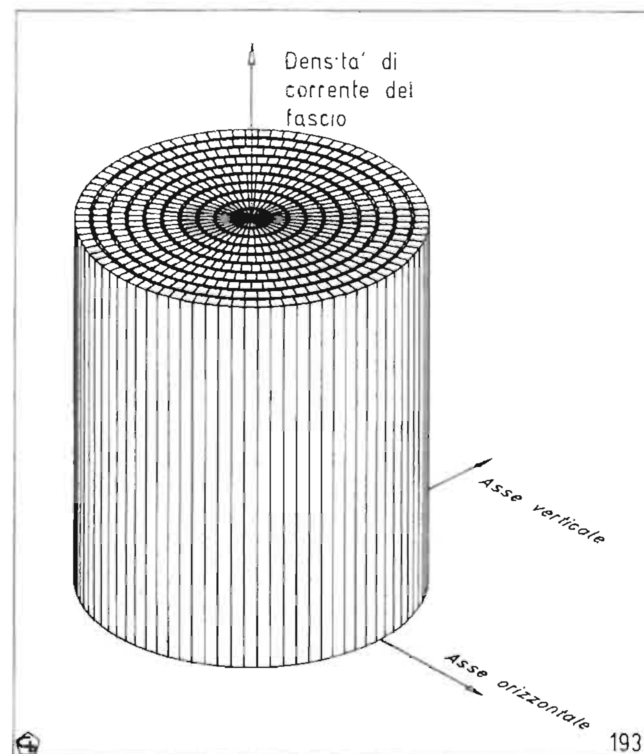


Fig. 1 — Profilo cilindrico ideale del fascio di scansione.

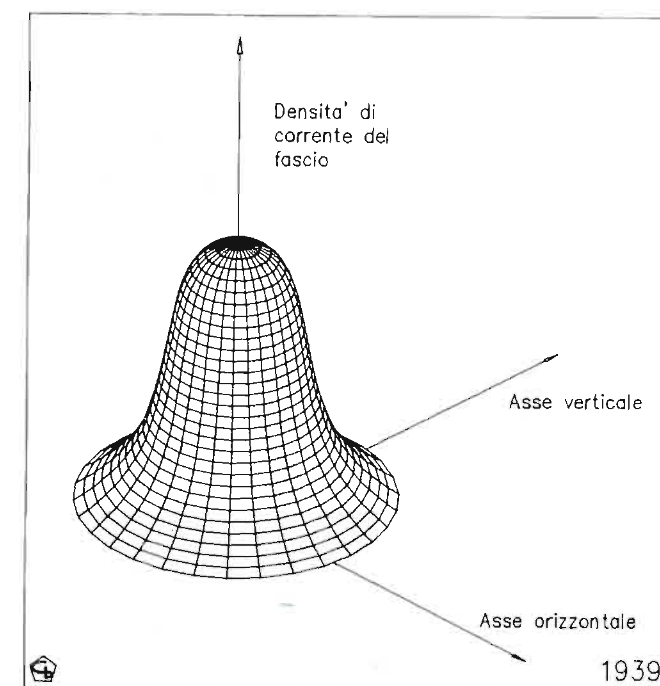


Fig. 2 — Profilo gaussiano effettivo del fascio di scansione.

1.1 Modificazioni indotte sul fascio di scansione

Nell'Appendice A si è considerato sia il fascio di scansione a profilo cilindrico (figura 1) sia quello a profilo gaussiano (figura 2), entrambi a sezione circolare.

La densità di corrente per un profilo di tal genere non è uniforme come nel caso del profilo cilindrico, ma risulta massima in corrispondenza della zona centrale del fascio e diminuisce gradualmente con l'aumentare della distanza dal centro. Come si avrà modo di vedere, questo profilo conico del fascio di scansione a sezione *ellittica* ed a cui è associata la densità di corrente suddetta, è da ritenersi responsabile di una riduzione della definizione verticale, mentre contemporaneamente è in grado di migliorare la definizione temporale di una telecamera.

Riteniamo che l'origine della forma ellittica della sezione del fascio sia da ricercarsi principalmente nel moto di trascinamento orizzontale del pennello elettronico durante la scansione di riga del target, ed in misura minore nelle forze di repulsione elettriche che nascono tra gli elettroni presenti nella zona di target sottoposta a scansione, e gli elettroni costituenti accumuli di carica elettrica presenti in zone attigue a quella sotto scansione.

In particolare, l'importanza del moto di trascinamento del pennello elettronico risiede nel fatto che esso può generare una modificazione non indifferente sul profilo dello stesso durante la scansione nei diversi punti del target su cui è impressa l'immagine ottica. In questo modo la modificazione prodotta fa sì che la sezione dello spot non risulti più circolare ma leggermente schiacciata ai bordi, dando così origine a questa forma ellittica.

Vediamo ora in quale modo questa nuova forma conica del fascio di scansione, rappresentata nella figura 2, può incidere sulla risoluzione spaziale di un tubo di ripresa.

* Questo articolo riassume il lavoro svolto dal dott. William Tomaselli, in collaborazione con il responsabile dei Sistemi Avanzati di Produzione del Centro Ricerche RAI, Maurizio Ardito, con il p.i. Giovanni Cerruti e con il dott. Mario Stroppiana del Centro Ricerche RAI - Torino.
Dattiloscritto pervenuto alla redazione l'8 aprile 1992.

1 L'acronimo sta per "Modulation Transfer Function".

In un sistema di scansione del tipo interallacciato, un siffatto profilo fa sì che mentre il pennello elettronico scandisce una linea sullo strato del target, esso invade, scandendola in parte, l'area posta al di sopra ed al di sotto di tale linea. La sezione ellittica finita dello spot fa sì che quando lo stesso scandisce la seconda linea del primo semiquadro, contemporaneamente scarica una zona considerevole della prima e della terza linea ad essa adiacenti ed appartenenti al primo semiquadro. La stessa cosa avviene durante la lettura della terza linea del primo semiquadro: il fascio provocherà una scarica parziale della seconda e della quarta linea del secondo semiquadro.

Il fenomeno appena descritto, come è esaurientemente evidenziato da Thorpe ed Hanabusa (bibl. 1) per una sezione circolare del fascio di scansione, di *overlapping* del fascio elettronico durante la scansione, è causa di due effetti, uno ritenuto vantaggioso e l'altro svantaggioso.

L'effetto per così dire benevolo, che si verifica in un sistema di scansione interallacciato, lo si ritrova nella riduzione del tempo che intercorre tra due scansioni successive di una stessa riga, conosciuto come tempo di integrazione che, nello standard di produzione televisivo americano (NTSC), passa da $\frac{1}{30}$ ad $\frac{1}{60}$ di secondo. Questa diminuzione a sua volta comporta un miglioramento nella curva caratteristica di risposta in frequenza temporale di una telecamera a scansione interallacciata, conosciuta anche come MTF temporale, che viene ad avere il primo zero a 60 Hz anziché a 30 Hz.

L'effetto indesiderato è invece direttamente connesso alla forma non ideale del beam spot che provoca un peggioramento nella risoluzione verticale e orizzontale della telecamera; tale peggioramento viene normalmente conglobato in un fattore proporzionale al profilo del beam spot stesso, ed è conosciuto come fattore di interallacciamento.

L'andamento della curva MTF verticale mostra come la risposta verticale si riduca drasticamente alle alte frequenze. È importante segnalare anche un terzo fenomeno, peraltro sempre legato al profilo del fascio di scansione, che può considerarsi a tutti gli effetti positivo.

1.2 IL PREFILTRAGGIO OPERATO DALLO SPOT DEL FASCIO

Sappiamo che nella fase relativa alla ripresa televisiva, la scansione operata dal pennello elettronico può essere considerata a tutti gli effetti un campionamento lungo la direzione verticale.

Se fosse soddisfatto il criterio di Nyquist sul campionamento, allora il fatto di campionare il segnale ad una frequenza maggiore od uguale alla frequenza di Nyquist (che costituisce il doppio della massima frequenza f_m componente il segnale) consentirebbe di riottenere completamente e senza alterazioni *lo spettro in banda base* contenente l'informazione, con una semplice azione di filtraggio successiva al campionamento.

Per garantire il rispetto del criterio di Nyquist normalmente si utilizza, prima del campionamento, un filtro opportunamente dimensionato. Tale filtro non è ovviamente presente nel caso della scansione televisiva e pertanto inevitabile è la comparsa di un fenomeno fisico insiderato noto come *aliasing di frequenza*; il fenomeno in questione è riportato in figura 3a.

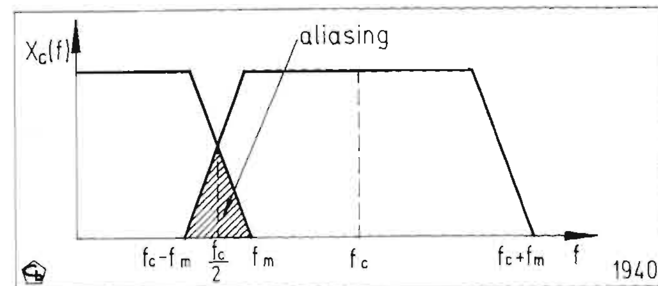


Fig. 3a — Spettro di un segnale *x(t)* campionato con $f_c < f_{Nyq}$. L'area ombreggiata rappresenta la regione affetta da aliasing di frequenza.

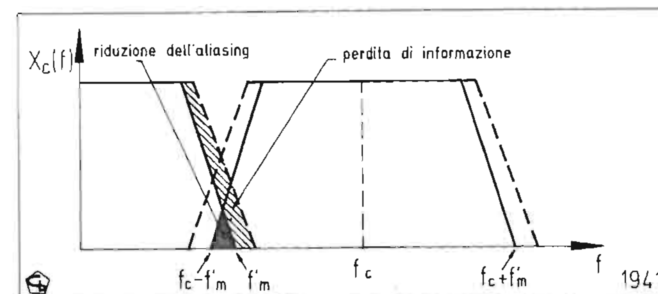


Fig. 3b — Filtraggio operato dallo spot di un fascio di scansione a profilo gaussiano; la zona più scura rappresenta la regione di riduzione dell'aliasing provocata da tale filtraggio.

Esso, dovuto alla sovrapposizione parziale del *primo spettro di ripetizione* sullo spettro di banda base, quando si manifesta tende a coinvolgere le frequenze spaziali verticali di valore elevato di una ripresa video, che sono poi quelle che contengono il dettaglio verticale, ed appare sottoforma di disturbo visivo più o meno evidente.

L'alternativa potrebbe essere costituita da sistemi ottici di elevata complessità che inseriti all'interno di una telecamera potranno garantire in un futuro non troppo lontano un filtraggio antialiasing completamente ottico (quindi assai vicino a quello ideale) dell'immagine presente sul target prima che essa venga sottocampionata. La nota dolente è che attualmente l'estrema complessità scoraggia la loro realizzazione peraltro già sconsigliata da un costo ancora troppo elevato.

Alla luce di questo problema, un fascio di scansione a profilo allargato può costituire un elemento di tutto vantaggio nella riduzione dell'aliasing. Questo in quanto durante la scansione dell'immagine ottica presente sul target, il processo d'interazione tra lo spot del fascio ed ogni zona dell'immagine rappresenta una vera e propria media dell'informazione letta in quell'area. È in tal senso che questa operazione di media costituisce a tutti gli effetti un'azione di filtraggio ottico dell'informazione complessiva, o meglio una forma di prefiltraggio, dal momento che tale lettura avviene prima del campionamento eseguito dal pennello elettronico nella scansione di ogni quadro. È bene comunque sottolineare che il filtraggio operato dallo spot è ben lontano da un prefiltraggio ottico ideale il quale assicurerebbe una scomparsa totale dell'aliasing.

Nonostante ciò il prefiltraggio dello spot di un fascio a profilo *allargato* e di tipo gaussiano, rappresentato nella

figura 2, permette di ottenere una riduzione della zona tratteggiata in figura 3a, che essendo dovuta alla sovrapposizione dello spettro in banda base con il primo spettro di ripetizione, rappresenta di fatto la regione spettrale affetta da aliasing. A sua volta questa riduzione permetterà di ottenere una diminuzione, ma chiaramente mai la scomparsa totale di quel disturbo visivo presente sull'immagine e precedentemente introdotto.

C'è però un prezzo che si deve pagare che in questo caso consiste in una diminuzione, dovuta appunto a questa azione di prefiltraggio, dell'informazione contenuta nello spettro di banda base. Entrambe le diminuzioni, di aliasing e di informazione visiva, sono rappresentate in figura 3b. In conclusione, se da un lato l'attuale profilo del fascio peggiora la risoluzione verticale della telecamera, dall'altro riduce in parte il fenomeno dell'aliasing di frequenza lungo la direzione verticale stessa, a spese di una diminuzione dell'informazione globale contenuta nello spettro di banda base.

La dimensione effettiva del fascio è pertanto quella che i costruttori ritengono corrispondere al miglior compromesso tra definizione ed aliasing.

1.3 L'INTEGRAZIONE TEMPORALE ED IL LAG

L'origine dell'integrazione temporale è da ricercarsi nel fatto che durante l'intervallo di tempo che intercorre tra il termine della scansione di un semiquadro e l'inizio della scansione del successivo, il target rimane illuminato.

Dal punto di vista matematico, il cui modello è rappresentato in figura 4a, la componente di integrazione temporale è descritta mediante la relazione seguente (bibl. 1)

$$I(f_t) = \frac{\sin \pi T_c f_t}{\pi T_c f_t} \qquad [5]$$

dove,
— T_c è il periodo di semiquadro uguale a 20 ms nello standard europeo ed a 16.6 ms in quello americano.
— f_t è la frequenza temporale.

La seconda componente che incide sulla curva di risposta temporale della telecamera è il fenomeno della persistenza dell'immagine, anche conosciuto come lag. Per persistenza di un tubo di ripresa si è soliti indicare la presenza di un residuo di immagine elettrica, che rappresenta di fatto il segnale video relativo ad un *frame* completo, la quale persiste dopo *tre* quadri e dopo *dieci* quadri, da quando l'ultima immagine ottica che l'ha prodotta è stata estinta.

In questo modo è evidente che il lag costituisce tout court una degenerazione del segnale video dovuto al ricordo elettrico di una immagine ottica precedentemente analizzata.

Questo disturbo di persistenza dell'immagine è particolarmente esaltato quando l'illuminazione proveniente dall'immagine da analizzare, essendo ad esempio costituita da una successione di chiariscuri, varia molto rapidamente (bibl. 2).

In un tubo a fotoconduzione possono verificarsi due tipi di lag:
— *photoconductive lag*, che dipende principalmente dal tipo di materiale costituente il target.
— *capacitive lag*, che è individuato dal modo in cui il fascio di scansione scarica il target.

Nei tubi di ripresa convenzionali, dotati di trasduzione a fotoconduzione, l'effetto di capacitive lag è da considerarsi predominante rispetto al photoconductive lag e pertanto rispetto a quest'ultimo influisce in modo predominante sulla velocità di risposta della telecamera a variazioni di illuminazione imposte dalla ripresa.

A sua volta il capacitive lag può presentarsi in due modi:
— Per transizioni della ripresa dallo scuro al chiaro si parla di *build up lag*.
— Per transizioni della ripresa dal chiaro allo scuro si è invece soliti parlare di *decay lag*.

Il build up lag. Si verifica allorquando il target non è illuminato; in questo caso è presente la sola corrente di buio ed il target si trova ad un potenziale assai prossimo a quello del catodo.

Gli elettroni del fascio che una volta raggiunto il target non vengono rimbalzati all'indietro dagli atomi costituenti lo strato del target stesso, contribuiscono ad elevare il potenziale di quest'ultimo rendendolo leggermente negativo nei confronti del catodo.

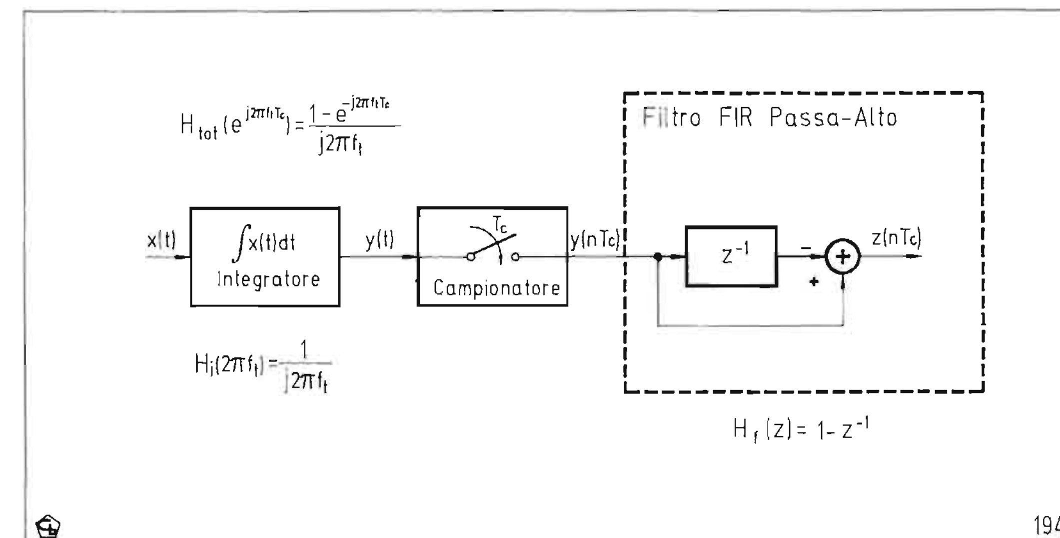


Fig. 4a — Circuito rappresentativo del modello matematico di telecamera in assenza di lag (α = 0).

Supponiamo che ad un certo istante un basso livello di illuminazione raggiunga il target; il fenomeno della fotoconduzione, fa sì che il potenziale dello strato dal lato in cui avviene la scansione aumenti positivamente di una piccola quantità.

La stabilizzazione del target ad un nuovo valore del potenziale è raggiunta soltanto dopo alcune scansioni complete in seguito alle quali la corrente del fascio che giunge sul target bilancia la corrente somma della corrente di segnale e della corrente di buio.

Il build up lag viene normalmente misurato dopo che al target si è tolta l'illuminazione per almeno 10 secondi. Esso viene individuato come il rapporto espresso in percentuale tra la corrente intermedia e la corrente finale registrate rispettivamente 60 ms e 200 ms dopo che l'illuminazione è stata riattivata.

Il decay lag. Ha luogo allorquando l'illuminazione proveniente dallo scenario si riduce rapidamente. In questo caso la maggior parte della carica elettrica presente sul target e formatasi per fotoconduzione viene rimossa nelle poche scansioni successive. La stabilizzazione del target è raggiunta quando la corrente del fascio che scarica progressivamente il target stesso uguaglia la corrente di buio.

Il decay lag viene generalmente misurato dopo aver illuminato il target per almeno 5 secondi. Esso è espresso come il rapporto percentuale della corrente di segnale iniziale e la corrente di segnale residua valutate rispettivamente 60 ms e 200 ms dopo aver rimosso l'illuminazione.

È possibile unificare i due effetti del build up e del decay lag in un'unica rappresentazione matematica, in cui la caratteristica in frequenza della componente di lag è data da,

[6] $$L_R(f_t) = \frac{1-\alpha}{1-\alpha \exp(-j2\pi T_c f_t)}$$

dove α è la costante di lag ed f_t è la variabile che rappresenta la frequenza temporale.

La curva di risposta in frequenza temporale finale, meglio conosciuta come *risoluzione dinamica* è esprimibile invece nel seguente modo,

[7] $$H_{tot}(f_t) = L(f_t) \cdot I(f_t)$$

1.4 Analisi della definizione temporale della telecamera in presenza di lag

Volendo indagare sulle capacità di risoluzione temporale di una telecamera, viene ora presentato un modello matematico che permette di determinare teoricamente la curva di risposta in frequenza temporale o, più semplicemente, la definizione temporale in presenza di lag, e viene dimostrato come sia possibile introdurre una correlazione tra definizione temporale e definizione spaziale di oggetti in movimento che permetterà di individuare successivamente, sempre per via teorica, le prestazioni di un sistema di ripresa in termini di definizione orizzontale e verticale.

Infine verranno confrontati i risultati del modello con i risultati sperimentali ottenuti dopo aver realizzato in studio un sistema di ripresa.

1.4.1 *Il modello matematico*

Il modello matematico elaborato contiene la presenza del lag, i cui effetti sulla risoluzione temporale sono stati descritti nel paragrafo 1.3.

In questo caso, come si è avuto modo di vedere, la telecamera accumula sul target in modo continuo, l'informazione dell'immagine ripresa. Ogni 20 millisecondi questa informazione viene letta e quindi campionata mediante un pennello elettronico che però non scarica completamente il target, il quale mantiene all'inizio di ogni scansione un residuo di carica pari ad α volte il valore della carica letta nella scansione precedente.

Il sistema assunto nel modello è costituito da un integratore seguito da un campionatore con intervallo di campionamento T_c e da un differenziatore che può essere realizzato mediante un filtro IIR che ha memoria dei campioni precedenti. Si supponga di rappresentare con un segnale continuo $x(t)$ l'evoluzione temporale di un elemento d'immagine. L'analisi seguente vale per ogni elemento d'immagine. Il segnale $x(t)$ viene accumulato sul target e campionato ogni istante nT_c dove $T_c = 20$ ms è il tempo di semiquadro. In questo caso la caratteristica di frequenza del circuito indicato in figura 4b risulta essere,

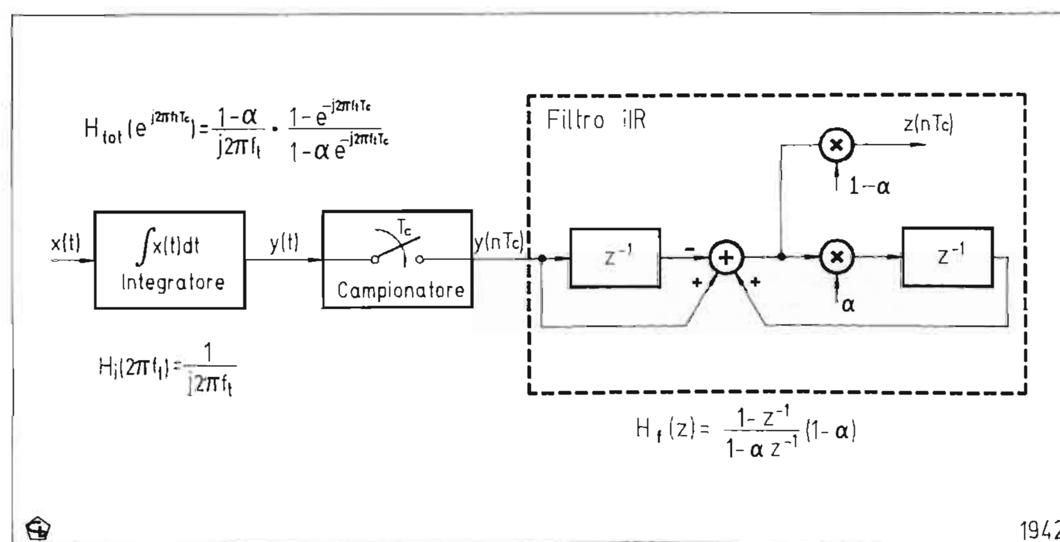


Fig. 4b — Circuito rappresentativo del modello matematico di telecamera in presenza di lag ($\alpha \neq 0$).

[8] $$H_{tot}(e^{j2\pi f_t T_c}) = \frac{1-\alpha}{j2\pi f_t} \cdot \frac{1-\exp(-j2\pi f_t T_c)}{1-\alpha \exp(-j2\pi f_t T_c)}$$

La parte tratteggiata, visibile in figura 4a, racchiude il filtro IIR che recuperando, nell'ambito della determinazione del segnale al tempo nT_c, $z(nT_c)$, tutti i contributi formatisi agli istanti $(n-1)T_c$ ad esso precedenti, permette di tener conto del fenomeno del lag. Il segnale originato avrà quindi la forma seguente,

$$z(nT_c) = (1-\alpha) \cdot [y(nT_c) - y[(n-1)T_c] + \alpha z'[(n-1)T_c] +$$

[9] $$\alpha^2 z'[(n-2)T_c] + \ldots + \alpha^n z'(0)]$$

dove si è indicato,

[10] $$z'[(n-1)T_c] = y[(n-1)T_c] - y[(n-2)T_c]$$

In figura 5 sono riprodotte le caratteristiche di ampiezza $|H(e^{j2\pi f_t T_c})|$, normalizzate al valore 1 sulla continua (ossia per $f_t = 0$), relative alla funzione di trasferimento data dall'equazione [8], per i valori di $\alpha = 0$, 0.1.

Dalla figura si può vedere che la presenza del lag nella telecamera aumenta l'effetto filtrante nella direzione temporale del segnale e quindi provoca una maggior perdita di definizione temporale. Se confrontiamo gli andamenti per $\alpha = 0$ e per $\alpha = 0.1$ abbiamo modo di constatare come rispetto al primo, il secondo che tiene conto del lag al 10%, si abbassi nell'intervallo compreso tra 10 Hz e 30 Hz soltanto di qualche dB rendendo pertanto pressoché impercettibile la differenza di attenuazione tra i due andamenti.

2. Analisi della definizione spaziale della telecamera

Al fine di arrivare a determinare la limitazione di definizione orizzontale provocata dalla caratteristica di frequenza temporale della telecamera, allorquando essa riprende un'immagine in movimento, si propone di individuare la relazione che permetterà di determinare la curva di definizione spaziale dalla conoscenza della curva di definizione temporale, rappresentata dalla caratteristica in ampiezza riprodotta nell'equazione [8] e riportata in figura 5.

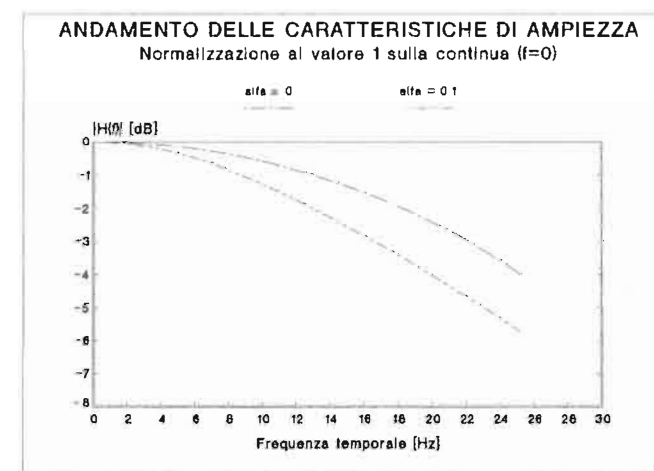


Fig. 5 — Andamento delle caratteristiche d'ampiezza $|H(e^{j2\pi f_t T_c})|$ ottenute per i valori di lag $\alpha = 0$ ed $\alpha = 0.1$

2.1 Determinazione di un'unità di misura appropriata

Ma prima di fare ciò, è essenziale focalizzare l'attenzione su un altro punto importante. Nel corso dell'analisi sperimentale si è avuta la necessità di esprimere la velocità di oggetti in movimento costituiti da pattern sinusoidali.

A questo proposito, si è rivelata di estremo interesse (tanto nella parte sperimentale quanto in quella teorica del lavoro) la possibilità di esprimere tale velocità in un'unità di misura completamente svincolata non solo dalle dimensioni fisiche del display, sul quale sono stati riprodotti i pattern sinusoidali, ma anche da quelle di uno schermo utilizzato per la ripresa dei pattern stessi. Con l'intento di spiegare come si sia giunti ad individuare questa unità di misura, si supponga di sovrapporre idealmente sul pannello una struttura costituita da una griglia che individua sullo stesso un reticolo di punti equidistanti tra loro orizzontalmente.

In questo modo è possibile esprimere la distanza orizzontale che intercorre tra due punti qualsiasi A e B del pannello, anziché in centimetri, in numero di punti o meglio di *elementi reticolari* presenti tra gli elementi estremi A e B.

È per ovvie ragioni che si è deciso di assumere la distanza che intercorre tra due elementi reticolari adiacenti del pannello uguale alla distanza tra due elementi di immagine o pixel successivi relativi al reticolo di campionamento fissato dalla Raccomandazione CCIR 601, che pone il numero di campioni orizzontali pari a 720 pixel per riga attiva. Si osservi che questo valore corrisponde a sua volta, per quanto riguarda il segnale video numerico, al limite della banda permessa, che coincide con la massima frequenza video trasmissibile pari a 6.75 MHz.

Questo limite superiore viene successivamente abbassato mediante filtraggio a 5.75 MHz, per consentire la realizzazione pratica dei filtri.

Al fine di arrivare alla determinazione dell'unità di misura voluta della velocità, è bene osservare che il tempo impiegato da un pattern a coprire la suddetta distanza AB dello schermo, espresso in secondi, può essere convertito in numero di field tenendo conto che nello standard di produzione televisivo europeo un field ha durata 20 ms, e che in un secondo sono contenuti 50 field.

In questo modo si è in grado di esprimere la velocità di un pattern in moto lungo la direzione orizzontale in pixel/field, che per come è stata ottenuta risulta completamente svincolata dalle dimensioni fisiche del display e dello schermo.

2.2 Relazione tra frequenza spaziale e frequenza temporale

Si ipotizzi quindi di avere una cosinusoide di assegnata frequenza spaziale f_s ed in movimento lungo l'asse orizzontale con velocità v. Un segnale di questo genere è descritto dalla relazione seguente:

[11] $$y(s,t) = \cos[2\pi f_s(s - vt)] = \cos[2\pi f_s s - 2\pi f_s v t]$$

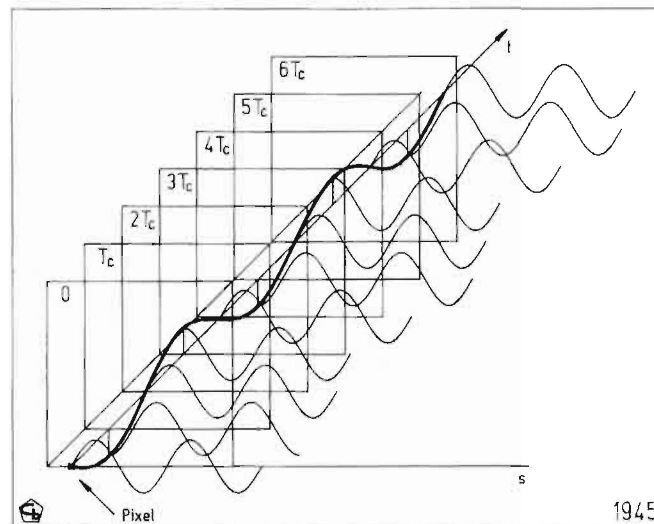


Fig. 6 — Andamento temporale della cosinusoide.

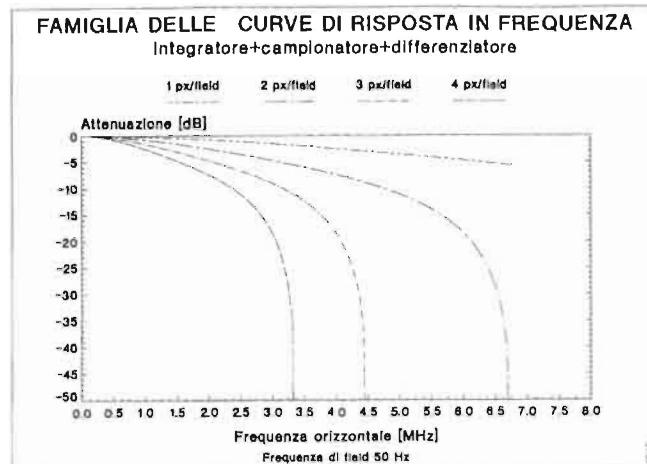


Fig. 7 — Andamenti rappresentativi della perdita di definizione spaziale, per velocità diverse dei pattern sinusoidali, ottenuti mediante la simulazione del sistema di ripresa a 50 Hz.

Supponiamo ora di collocarci in un determinato punto del raster, rappresentato in figura 6, e da esso di seguire i diversi valori che la cosinusoide assume nel tempo. In particolare ci si propone di riportare lungo l'asse temporale, quindi ad istanti di tempo nT_c (con $n = 0, 1, 2, \ldots$), i valori progressivamente assunti dalla cosinusoide in questione.

La figura 6 semplifica questo concetto. In essa risulta chiaro che in base ai valori assunti dalla sinusoide in moto lungo l'asse orizzontale, è possibile ricostruire una sinusoide lungo l'asse dei tempi, la cui frequenza risulta definita dalla conoscenza della frequenza f_s e della velocità v dell'immagine mediante la relazione seguente,

[12] $$f_t = -f_s v$$

È bene evidenziare fin d'ora che mentre nel caso di immagine fissa la limitazione di definizione spaziale è dovuta unicamente all'errore di apertura, che come si è visto è un fenomeno di tipo spaziale, nel caso di immagine in movimento la limitazione di definizione riceve contributo anche dall'effetto di integrazione descritto nella sezione 1.3, che come si è avuto modo di vedere è un fenomeno di tipo temporale.

2.3 DETERMINAZIONE DELLA LIMITAZIONE DI DEFINIZIONE ORIZZONTALE DELLA TELECAMERA

Al fine di arrivare a determinare per via teorica la definizione spaziale di una telecamera, d'ora in avanti si farà riferimento alla ripresa di un'immagine costituita da una sinusoide a frequenza orizzontale variabile in un intervallo compreso tra 0 MHz e 6.75 MHz in moto lungo la direzione orizzontale. L'estremo superiore di 6.75 MHz coincide chiaramente con quel valore che nella sezione 2.1 è stato individuato come la massima frequenza video trasmissibile (Raccomandazione CCIR 601). Quindi per ognuna di queste frequenze viene valutata la frequenza temporale della sinusoide corrispondente, riprodotta a tratto più marcato sull'asse dei tempi di figura 6, mediante la relazione seguente normalizzata rispetto alla massima frequenza video trasmissibile,

[13] $$f_t = 25 \times v \times \frac{f_s}{6.75}$$

In corrispondenza di quest'ultima frequenza è possibile leggere su di un file dati relativi al grafico di figura 5, il valore assunto dalla caratteristica d'ampiezza della risposta temporale. Questo file dati costituisce l'output di un programma di simulazione che, scritto in linguaggio Fortran 77, è stato elaborato sulla base del modello matematico della telecamera introdotto nella sottosezione 1.4.1.

Da questa lettura si è così in grado di determinare, per ogni fissata velocità v della sinusoide in moto lungo la direzione orizzontale, la limitazione di definizione orizzontale provocata dalla caratteristica temporale della telecamera.

A titolo di esempio, si supponga di avere una sinusoide di frequenza pari a $f_s = 6$ MHz ed in moto lungo la direzione orizzontale con velocità (sempre espressa in numero di campioni orizzontali per field) uguale a $v = 1$ pixel/field[2]. La equazione [13] permette di individuare la frequenza temporale, $f_t = 22.2$ Hz e mediante il file dati relativo al grafico di figura 5, ottenuto con l'ausilio del programma suddetto che consente il calcolo della $|H(e^{j2\pi f_t T})|$ per $\alpha = 0.1$, si è in grado di valutare l'attenuazione, che in questo caso risulta essere di -4.7 dB: si osservi che questa è la stessa attenuazione che si ha per un pattern sinusoidale con frequenza dimezzata rispetto alla precedente (3 MHz), in moto con velocità di 2 pixel/field.

Nella figura 7 sono riportati gli andamenti delle curve rappresentanti la limitazione di definizione orizzontale per velocità diverse dei pattern sinusoidali, e per un sistema a 50 Hz di frequenza di field. In particolare si osservi come per una velocità di 1 pixel/field la limitazione di definizione orizzontale sia contenuta, tra 0 MHz e 6.75 MHz, in un range di ampiezza pari a circa 5 dB.

Ben diversa, in termini di limitazione di definizione, è l'attenuazione che si viene ad avere per una velocità di 2 pixel/field; essa risulta di -20 dB a circa 6 MHz di frequenza orizzontale, ed aumenta drasticamente tra 6 e 6.75 MHz. Le altre due curve, che si ottengono a 3 pixel/field ed a 4 pixel/field evidenziano una limitazione di definizione via via crescente per frequenze superiori rispettivamente a 4 MHz ed a 3 MHz.

2 Per farsi un'idea dell'ordine di grandezza di questa velocità, segnaliamo che un oggetto dotato di tale velocità impiegherebbe circa 14 secondi a percorrere tutta la lunghezza dello schermo televisivo.

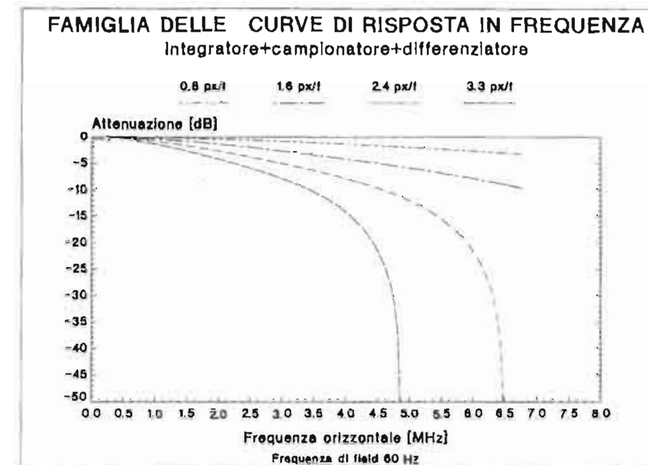


Fig. 8 — Andamenti rappresentativi della perdita di definizione spaziale, per velocità diverse dei pattern sinusoidali, ottenuti mediante la simulazione del sistema di ripresa a 60 Hz.

2.3.1 *Confronto tra i due standard di produzione televisivi*

Nel passo successivo sono state determinate, sempre avvalendosi del modello teorico, le curve di risposta in frequenza orizzontale, per lo standard di produzione televisivo americano, dotato di frequenza di field pari a 60 Hz. La figura 8 riproduce gli andamenti di tali curve per le diverse velocità dei pattern sinusoidali.

Successivamente si è fatto un confronto tra le curve di definizione relative al sistema a 60 Hz e quelle relative al sistema avente una frequenza di field uguale a 50 Hz.

In figura 9a viene riportato il primo di questi confronti, tra gli andamenti che si riferiscono a velocità di 1 pixel/field e di 0.8 pixel/field, relative rispettivamente ai sistemi a 50 Hz ed a 60 Hz. Si osservi come ci sia una variazione nelle velocità dovuta alla diversa durata del field nei due standard di produzione televisivi, di 20 millisecondi nel primo e di 16.6 millisecondi nel secondo. È importante sottolineare in tal senso che la velocità di 1 pixel/field, che è quella di un pattern ripreso con il sistema a 50 Hz, diventa di 0.8 pixel/field se la ripresa è effettuata con una telecamera a 60 Hz.

La figura 9b mette a confronto la curva di definizione del sistema a 50 Hz relativa ad una velocità di 2 pixel/field con quella del sistema a 60 Hz relativa ad una velocità di 1.6 pixel/field: è possibile vedere come inizi a delinearsi in modo chiaro la miglior qualità del sistema a 60 Hz rispetto al 50 Hz, in termini di definizione orizzontale. La figura 9c mette a confronto le curve di definizione orizzontale per i due suddetti standard di produzione, e per velocità rispettivamente di 3 pixel/field e 2.4 pixel/field.

È rilevabile la minor attenuazione del sistema a 60 Hz rispetto a quello a 50 Hz a parità di frequenza orizzontale. Infatti a 2 MHz l'attenuazione è pari a -2.6 dB nel sistema a 60 Hz e risulta di -4.7 dB nel 50 Hz. La diversa attenuazione dei due sistemi è comunque contenuta fino ai 3 MHz. Questa diversità aumenta vistosamente al crescere della frequenza orizzontale. A tal proposito mentre a 4 MHz l'attenuazione risulta di circa -8 dB nel 60 Hz, essa risulta uguale a circa -18 dB nel 50 Hz.

La figura 9d conferma, a velocità superiori, rispettivamente di 4 pixel/field e di 3.3 pixel/field, questa diversa disponibilità di banda tra i due sistemi. Sulla base dei risultati ottenuti e rappresentati nelle figure 9a-9d, si può senza dubbio affermare che lo standard a 60 Hz è sicuramente migliore di quello a 50 Hz, per quel che riguarda la qualità della definizione orizzontale di oggetti in movimento.

3. **Analisi sperimentale della definizione spaziale di una telecamera**

Questo capitolo è dedicato alla discussione della parte sperimentale del lavoro.

Inizialmente verrà descritto l'allestimento del banco di misura, utilizzato per poter eseguire le misure della capacità di definizione spaziale di una telecamera. In particolare l'attenzione sarà rivolta al sistema costruito per la ripresa di alcuni campioni sinusoidali in moto lungo la direzione orizzontale. Successivamente verranno descritte le tecniche seguite per la realizzazione dei pattern sinusoidali e le precauzioni adottate prima d'iniziare la fase di misura.

Nella parte finale verranno presentati i risultati sperimentali ottenuti nella fase di misura.

3.1 IL BANCO DI MISURA

Con l'intento di poter eseguire il set di misure, dalle quali si sarebbe potuto individuare in un secondo momento l'andamento sperimentale della risposta in frequenza orizzontale di una telecamera, è stato allestito il banco di misura rappresentato in figura 10.

In essa è visibile la struttura complessiva del banco costituito da una parte di ripresa e da una parte di misura.

La parte di ripresa è formata da una telecamera *Hitachi* di qualità con la quale sono state eseguite le riprese dei vari campioni sinusoidali. Il segnale video all'uscita della telecamera è stato inviato ad un monitor professionale bianco/nero tipo 6559/B ideato e realizzato dal Centro Ricerche RAI a Torino, ad un waveform monitor ed a un oscilloscopio. Mediante il monitor professionale b/n è stato possibile operare un controllo visivo continuo nel tempo, del segnale proveniente dalla telecamera.

Il waveform monitor è uno strumento essenziale in questo tipo di applicazioni dal momento che esso permette l'esecuzione di due operazioni distinte.

— La sincronizzazione del segnale video.

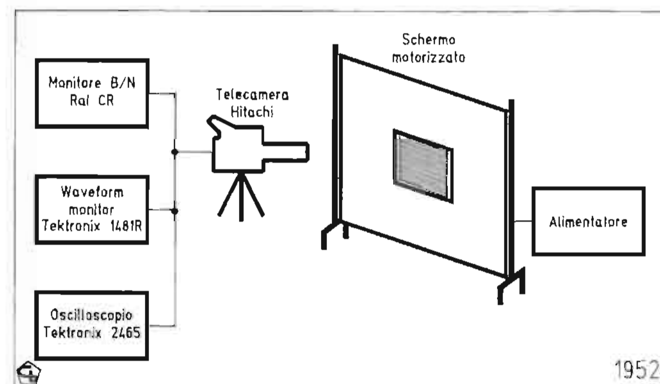


Fig. 10 — Rappresentazione schematica del banco di misura.

— La possibilità di amplificazione del segnale video ed il relativo spostamento verticale sullo schermo senza incorrere nel rischio costituito dall'inevitabile comparsa di distorsioni.

È bene evidenziare che non è possibile eseguire l'operazione riportata nel secondo punto con un normale oscilloscopio, senza l'introduzione di notevoli distorsioni sul segnale sottoposto ad analisi.

In particolare, il waveform monitor permette di analizzare ogni riga, selezionabile tramite potenziometro ed arbitrariamente scelta, dell'immagine video che viene riprodotta sul monitor, oppure l'insieme di tutte le righe di quadro a sincronizzazione di quadro e quindi l'inviluppo dei contenuti di quadro stesso.

La presenza dell'oscilloscopio a larga banda completa l'operazione di misura, nel senso che permette la verifica corretta del periodo e quindi della frequenza del campione sinusoidale sottoposto alla ripresa con telecamera.

3.2 IL PERCHÉ DELLA SCELTA DEL PATTERN SINUSOIDALE

Nel corso dell'analisi fin qui svolta, si è sovente fatto riferimento alla ripresa effettuata con telecamera di pattern sinusoidali utilizzati per la determinazione delle prestazioni, in termini di definizione orizzontale, della telecamera stessa.

Alla luce della letteratura presa in esame prima e durante la realizzazione di questo lavoro, si è avuto modo di appurare che il carattere sinusoidale dei pattern realizzati rappresenta di per sé un aspetto del tutto originale. Questo in quanto la loro fattibilità comporta il superamento di una serie di difficoltà di tipo tecnico di una certa rilevanza. Infatti una buona parte del tempo dedicato all'analisi sperimentale è stata spesa per il superamento di tali difficoltà.

Sotto un certo aspetto si sarebbe rivelato assai più semplice lavorare con pattern di onde quadre vista la loro facile reperibilità commerciale, ma la presenza delle componenti armoniche di Fourier avrebbe inevitabilmente disturbato la misura.

Nella sezione 2.3 sono stati determinati e quindi discussi, per ogni velocità v del pattern sinusoidale, gli andamenti teorici della perdita di definizione orizzontale provocata dalla caratteristica temporale della telecamera. Essi sono stati ottenuti percorrendo tutta la caratteristica di frequenza fino al limite della banda permessa pari a 6.75 MHz.

A questo punto l'interesse è stato rivolto alla realizzazione fisica di alcuni pattern sinusoidali di frequenza assegnata e compresa nell'intervallo spettrale 0 MHz - 6.75 MHz. Questo è stato fatto al fine di poter individuare gli andamenti sperimentali, corrispondenti a quelli teorici suddetti, della limitazione di definizione orizzontale di una telecamera in fase di ripresa.

Nelle due sezioni successive vengono illustrati nell'ordine,

— Il procedimento seguito per il superamento delle difficoltà incontrate nella fase di monitoraggio dei diversi pattern sinusoidali.
— Le tecniche seguite per poter realizzare,
  1. Le riproduzioni fotografiche dei campioni una volta monitorizzati.
  2. La ripresa mediante telecamera delle riproduzioni fotografiche.

3.2.1 *La realizzazione delle immagini video riproducenti i vari pattern sinusoidali*

È bene evidenziare che due sono stati i problemi che si sono dovuti affrontare e risolvere.

Il primo di essi è nato nella fase di alimentazione del monitor bianco-nero, all'inizio della quale si è dovuto individuare la forma analitica migliore per rappresentare i segnali elettrici da inviare all'ingresso del monitor stesso.

Il secondo ha avuto a che vedere con quest'ultimo punto, ossia con la memorizzazione su supporto fotografico, dell'immagine video stessa.

Con l'intento di risolvere il primo dei due problemi esposti, si è dovuto individuare le forme d'onda più idonee a rappresentare i diversi segnali elettrici. Questo in quanto ogniqualvolta si alimenta il monitor con un segnale elettrico esso dà origine ad un fenomeno comunemente conosciuto come *caratteristica gamma del display* o, più semplicemente, come *effetto gamma*.

Questo effetto fa sì che la risposta del monitor al segnale elettrico d'ingresso V_i non mantenga in uscita le caratteristiche dello stesso, dal momento che il segnale L_d, che rappresenta la luminosità risultante all'uscita (e nel caso specifico riprodotta sul display) risulta essere data per un generico display assunto come riferimento[3] da (bibl. 7),

$$L_d = k_d V_i^{\gamma} \qquad [14]$$

dove γ è un termine che, per i display dotati di tubi convenzionali a raggi catodici, varia generalmente in un intervallo di valori compresi tra 2.2 e 2.6, mentre k_d è uno scalare.

Si ritiene che gli effetti di non linearità che agiscono sul segnale elettrico presente all'ingresso e che pertanto provocano un segnale in uscita del tipo riprodotto dall'equazione [14], siano introdotti dal tubo a raggi catodici

3 Dal momento che i parametri caratteristici dei display ad uso domestico variano da monitor a monitor e non sono pertanto sotto il controllo del broadcaster, è ormai consuetudine adottare un display di riferimento che si assume rappresentativo dei display domestici.

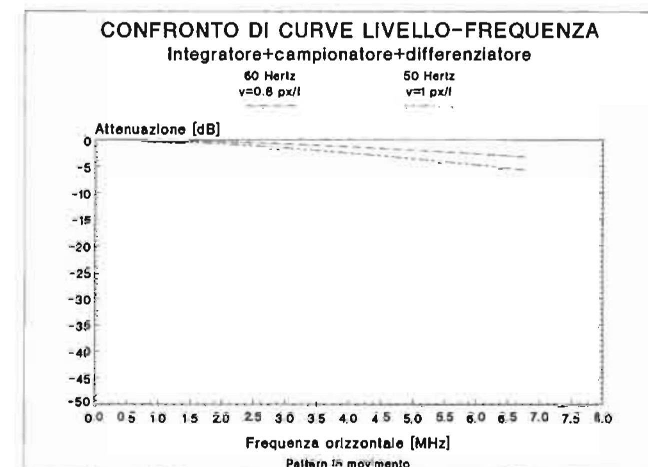


Fig. 9a — Confronto tra le curve di risposta in frequenza orizzontale per i due standard di ripresa televisiva da 50 Hz (v = 1 pixel/field) ed a 60 Hz (v = 0.8 pixel/field).

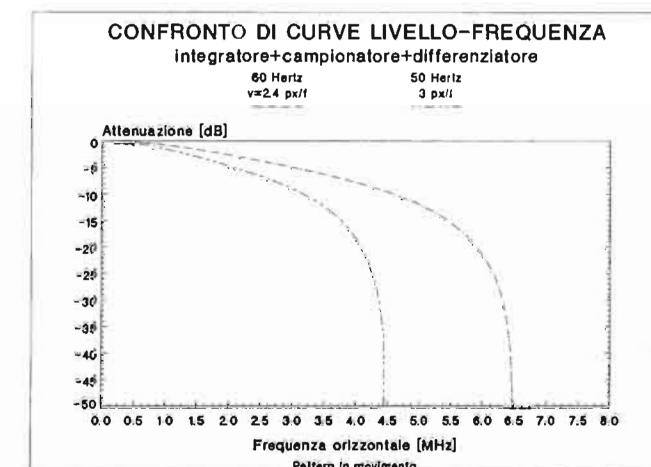


Fig. 9c — Confronto tra le curve di risposta in frequenza orizzontale per i due standard di ripresa televisiva a 50 Hz (v = 3 pixel/field) ed a 60 Hz (v = 2.4 pixel/field).

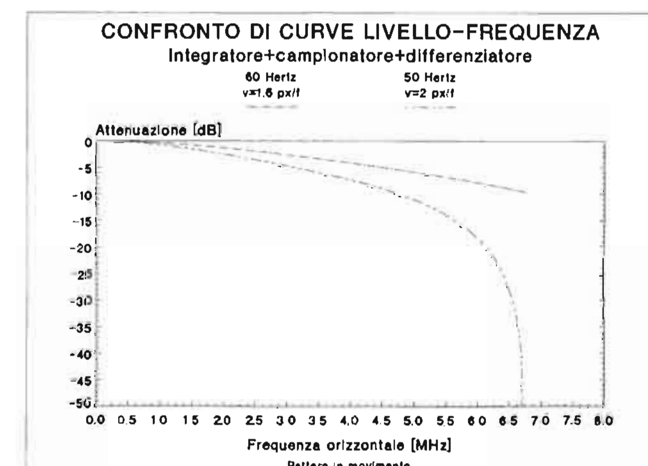


Fig. 9b — Confronto tra le curve di risposta in frequenza orizzontale per i due standard di ripresa televisiva a 50 Hz (v = 2 pixel/field) ed a 60 Hz (v = 1.6 pixel/field).

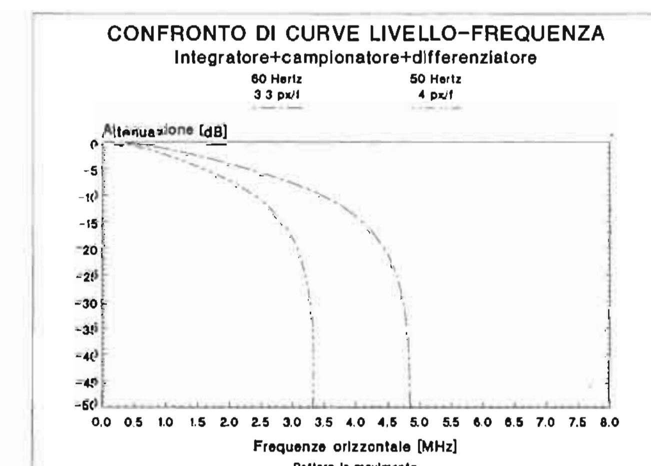


Fig. 9d — Confronto tra le curve di risposta in frequenza orizzontale per i due standard di ripresa televisiva a 50 Hz (v = 4 pixel/field) ed a 60 Hz (v = 3.3 pixel/field).

TABELLA 1

Frequenza orizzontale (MHz)	Valori teorici ($\alpha = 0$)	Valori sperimentali	Valori teorici ($\alpha = 0.1$)
1	−0.07	−0.20	−0.19
2	−0.31	−0.40	−0.72
3	−0.71	−1.38	−1.52
4	−1.29	−2.33	−2.49
5	−2.05	−3.27	−3.56

Confronto tra i tre set di valori rappresentanti la limitazione in frequenza orizzontale della telecamera. In seconda colonna vengono riportati i valori ottenuti con il modello matematico della telecamera assumendo per essa assenza di lag ($\alpha = 0$), mentre in quarta colonna sono riportati gli analoghi valori ottenuti con il modello matematico di telecamera dotata di lag ($\alpha = 0.1$). Entrambi i modelli vengono riportati nelle figure 4a e 4b. In terza colonna viene riportato il set dei valori sperimentali. Le limitazioni in frequenza orizzontali, teoriche e sperimentali, si riferiscono a pattern in moto con velocità $v = 1$ pixel/field.

TABELLA 2

Frequenza orizzontale (MHz)	Valori teorici ($\alpha = 0$)	Valori sperimentali	Valori teorici ($\alpha = 0.1$)
1	−0.31	−0.8	−0.72
2	−1.29	−1.9	−2.49
3	−3.03	−3.7	−4.73
4	−5.77	−6.5	−7.30
5	−10.10	−10.4	−11.10

Confronto tra i tre set di valori rappresentanti la limitazione in frequenza orizzontale della telecamera. In seconda colonna vengono riportati i valori ottenuti con il modello matematico della telecamera assumendo per essa assenza di lag ($\alpha = 0$), mentre in quarta colonna sono riportati gli analoghi valori ottenuti con il modello matematico di telecamera dotata di lag ($\alpha = 0.1$). Entrambi i modelli vengono riportati nelle figure 4a e 4b. In terza colonna viene riportato il set dei valori sperimentali. Le limitazioni in frequenza orizzontali, teoriche e sperimentali, si riferiscono a pattern in moto con velocità $v = 2$ pixel/field.

del monitor che, come tutti i triodi, è un dispositivo non lineare.

Il risultato finale che così ne consegue è la comparsa all'uscita del sistema di una forma d'onda distorta rispetto a quella rappresentativa del segnale presente all'ingresso.

È stato possibile rimuovere in modo soddisfacente l'ostacolo costituito dalla caratteristica gamma del display, alimentando elettricamente il monitor con segnali d'ingresso del tipo $V_i^{-\gamma}$, ossia precompensando le conseguenze generate dalle non linearità introdotte dal tubo catodico, attraverso la generazione di segnali d'ingresso opportunamente trattati in partenza.

Più in dettaglio, volendo riprodurre sul display del monitor delle immagini che approssimassero il più possibile forme d'onda sinusoidali, si è rivolta un'attenzione particolare alla ricerca del valore da attribuire al fattore γ. Tale ricerca è stata condotta facendo uso della telecamera di qualità visibile in figura 10, nella quale è stato possibile annullare previamente l'effetto gamma introdotto dal tubo catodico in essa presente.

In questo modo si è eseguita la ripresa di ognuna delle immagini create al display del monitor assumendo per il fattore γ della telecamera un valore uguale ad uno.

Ciò ha permesso di controllare la qualità della sinusoide di immagine riprodotta sul display del monitor, semplicemente mandando il segnale presente all'uscita della telecamera all'ingresso di un waveform monitor.

Mediante questo strumento è stato possibile verificare che tra i segnali d'ingresso $V_i^{-\gamma}$, realizzati facendo variare γ nell'intervallo suddetto, il segnale corrispondente a $\gamma = 2.2$ è stato quello che una volta inviato ad alimentare elettricamente il monitor, ha permesso di precompensare quasi del tutto le non linearità provocate dalla caratteristica gamma del display.

Infatti si è avuto modo di constatare che il segnale riprodotto al waveform monitor era da ritenersi con buona approssimazione una sinusoide e come tale affetta in modo del tutto trascurabile da distorsione armonica.

Come ultima osservazione, si ritiene interessante descrivere per sommi capi la tecnica che ha permesso di realizzare i segnali precompensati suddetti, attraverso i quali è stato possibile alimentare elettricamente il monitor.

Si è fatto uso in tal senso di un sistema elettronico completo di software e di hardware, fornito dalla casa produttrice *Magni*.

Il software, operante su personal computer, ha permesso di realizzare *analiticamente* le forme d'onda volute per i segnali precompensati introdotti in precedenza, mentre il relativo hardware, costituito da un generatore di segnali programmabili, ha consentito di generare i segnali elettrici corrispondenti a tali forme d'onda mediante i quali è stato possibile alimentare il monitor.

3.2.2 *La realizzazione delle riproduzioni fotografiche*

Più complessa si è rivelata la risoluzione del secondo problema, relativo alla riproduzione fotografica delle diverse immagini video raffigurate sul display del monitor, che come si è detto in precedenza è stato alimentato con segnali elettrici sinusoidali di frequenza di volta in volta variabile nell'intervallo indicato in precedenza.

In questa parte del lavoro si è dovuto risolvere un particolare problema rappresentato dalla difficoltà incontrata nel mantenere (tramite valutazione del livello del bianco e del nero da fotografare) una corretta dinamica di esposizione, che veniva continuamente modificata al variare della frequenza dei diversi campioni di sinusoide, sulla base delle tarature del monitor precedentemente descritte.

Sempre da un punto di vista fotografico, si è dimostrato assai difficile mantenere la perfetta correzione del gamma, in rapporto alla dinamica bianco nero di eccitazione della pellicola prescelta, o per meglio dire la dinamica bianco nero da accettare come opportuna. Si sottolinea a tal proposito l'impossibilità di una totale correzione del gamma.

Complessivamente sono state realizzare cinque riproduzioni fotografiche nel formato (10 × 15) cm, di campioni di sinusoide di frequenza di 1 MHz, 2 MHz, 3 MHz, 4 MHz e 5 MHz.

Un'altro problema che si è dovuto rimuovere è stato quello rappresentato dalla incostanza superficiale della luce riflessa su ognuna delle riproduzioni fotografiche, a sua volta provocata dall'impossibilità di mantenere ad un valore costante l'entità di luminanza, per via delle imperfezioni del materiale fotografico, nonché per imperfezioni superficiali della fotografia stessa: il risultato che ne consegue è la comparsa di una modulazione indesiderata nell'ampiezza del segnale rilevato dalla telecamera, allorquando la stessa riprende la riproduzione fotografica raffigurante il pattern sinusoidale.

Nella sezione successiva viene spiegato come è stato possibile risolvere questo importante problema.

3.3 GLI ACCORGIMENTI ADOTTATI PRIMA DELLA MISURA

In questa sezione si vuole dare una descrizione delle precauzioni adottate prima di iniziare la parte di misura, mediante la quale è stato possibile determinare la risposta in frequenza orizzontale della telecamera utilizzata.

Questa descrizione fa riferimento allo schema del banco di misura riportato in figura 10.

La prima di queste precauzioni, peraltro molto importante, è stata presa al fine di realizzare una illuminazione a luce uniformemente diffusa delle immagini fotografiche che, rappresentanti ognuna un campione sinusoidale di definita frequenza, di volta in volta sono state riprese.

Si è quindi operato in modo tale da garantire, per tutta la durata di ciascuna misura, questa condizione di illuminazione uniforme, facendo in particolare attenzione che risultasse sempre la stessa all'inizio di ogni misura.

A tal fine, mediante l'adozione di una particolare mascherina e di una finestra ad essa connessa, è stato possibile isolare una porzione ristretta della riproduzione fotografica, il che ha permesso di riprodurre solo alcuni cicli della sinusoide. Questa soluzione abbinata alla condizione di illuminazione suddetta, ha consentito di ridurre sensibilmente ma non di eliminare del tutto, il problema aperto nella sezione 3.2.2, relativo all'incostanza superficiale della luce riflessa e quindi quell'effetto, da essa provocato, di modulazione non voluta nell'ampiezza del segnale rilevato dalla telecamera.

In tal senso, mantenendo agganciata la zona di immagine fotografica selezionata tramite la finestra, si è deciso di eseguire una valutazione media della limitazione di definizione orizzontale.

Al fine di poter controllare l'entità della distorsione armonica globale, introdotta da tutti i fenomeni descritti nelle sezioni 3.2.1 e 3.2.2, e quindi di poter garantire la linearità del processo di ripresa, ognuna delle riproduzioni fotografiche dei vari campioni sinusoidali, una volta inserita all'interno della mascherina situata al centro dello schermo, è stata ripresa in posizione fissa.

Il segnale elettrico, presente all'uscita della telecamera, è stato inviato all'ingresso del waveform monitor mediante il quale si è avuto modo di verificare che il segnale in questione rappresentasse una sinusoide soggetta il meno possibile a distorsione armonica.

In particolare, si è avuto modo di constatare al waveform monitor che le riprese dei cinque campioni sinusoidali individuati in precedenza, con frequenze comprese tra 1 MHz e 5 MHz, potevano presentare entrambe i tipi di distorsione armonica. Infatti il segnale esaminato al waveform monitor, si è presentato simmetrico ma tosato il che testimoniava la presenza di armoniche dispari, oppure non tosato ma asimmetrico il che comportava la presenza di componenti armoniche pari.

3.4 L'OPERAZIONE DI MISURA

Nel paragrafo 2.3 sono stati presentati i risultati di un'analisi teorica volta alla determinazione della capacità di definizione orizzontale di una telecamera. In particolare, per ogni fissata velocità di una sinusoide in moto lungo la direzione orizzontale e con frequenza compresa nell'intervallo 0 MHz - 6.75 MHz, è stata individuata la curva di risposta dinamica corrispondente, rappresentante la perdita di definizione orizzontale provocata dalla caratteristica temporale della telecamera.

In questa sezione si vuole presentare il procedimento mediante il quale è stato possibile determinare sperimentalmente la limitazione di definizione orizzontale della telecamera di qualità rappresentata in figura 10, all'atto della ripresa con la stessa di ognuno dei cinque campioni sinusoidali riprodotti sottoforma di immagini fotografiche.

Per motivi di carattere tecnologico (presenza di vibrazioni meccaniche e di jitter dello schermo) la verifica sperimentale è stata fatta soltanto per due velocità distinte dello schermo su cui sono state ad una ad una collocate le riproduzioni fotografiche e corrispondenti, nell'unità di misura per la velocità introdotta nella sezione 2.1, ad 1 pixel/field ed a 2 pixel/field.

Sotto le condizioni di lavoro fissate nella sezione precedente e nel rispetto delle limitazioni or ora stabilite, si è quindi iniziata la parte di misura vera e propria mediante la quale è stato possibile determinare sperimentalmente la limitazione di definizione orizzontale della telecamera.

Ognuno dei campioni di sinusoide, di assegnata frequenza, è stato collocato nella mascherina posizionata sullo schermo e si è quindi eseguita la corretta messa a fuoco, mediante telecamera, di alcuni cicli di sinusoide delimitati dalla finestra di cui, come si è detto, la mascherina è stata dotata.

In un secondo momento, dopo aver operato la verifica descritta nella sezione 3.3, mediante la quale si è avuto modo di verificare al waveform monitor che il segnale elettrico all'uscita della telecamera fosse quello di una sinusoide soggetta il meno possibile a distorsione armonica, si è valutato, mantenendo in posizione fissa la riproduzione fotografica, il livello d'ampiezza V_0 del segnale stesso in corrispondenza di una singola riga del frame di immagine, selezionabile tramite un potenziometro di cui il waveform monitor è dotato ed arbitrariamente scelta tra le 625 costituenti il frame stesso.

Si è quindi effettuata la ripresa con telecamera della stessa riproduzione fotografica ma questa volta eseguita con lo schermo in moto con velocità di 1 pixel/field e si è misurato il livello *medio* V_m di ampiezza del segnale, chiaramente in corrispondenza della frequenza $f_s^{[i]}$ del campione di sinusoide in esame.

In questo modo è stato possibile esprimere la limitazione di definizione orizzontale della telecamera H_{hor}, per la ripresa del campione sinusoidale in questione in decibel, ossia come

$$H_{hor} = 20 \log \frac{V_m(f_s^{[i]})}{V_0(f_s^{[i]})} \qquad [15]$$

In essa il simbolo i, che compare in alto a destra di f_s, può assumere i valori interi da 1 a 5, in corrispondenza di ognuno dei quali si ottengono le frequenze di 1 MHz, 2 MHz, 3 MHz, 4 MHz e 5 MHz dei rispettivi campioni di sinusoide sottoposti a misura. Così facendo è stato possibile individuare un set di cinque valori, costituenti per la velocità di 1 pixel/field, la risposta dinamica in frequenza orizzontale della telecamera.

Successivamente una misura del tutto analoga è stata eseguita sugli stessi campioni di sinusoide dopo aver portato la velocità dello schermo a 2 pixel/field, variazione resa possibile come si è visto, aumentando la tensione di alimentazione del motore. Si è così ottenuto anche per questa velocità, un set di valori rappresentanti la nuova risposta dinamica in frequenza orizzontale della telecamera.

3.5 ANALISI DEI RISULTATI OTTENUTI

In questa sezione vengono presentati i risultati di un'analisi eseguita sui set dei valori ottenuti con le operazioni di misura descritte nel paragrafo precedente.

Nei grafici relativi alle figure 11 e 12 sono riportati i risultati sperimentali conseguiti. In essi il risultato teorico viene sempre riprodotto con delle curve a tratteggio.

La figura 11 mette a confronto i due set di valori mi-

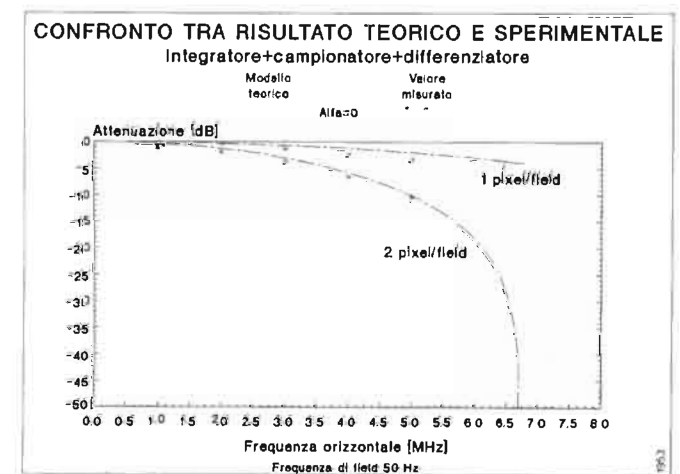


Fig. 11 — Confronto tra andamenti teorici, ottenuti in assenza di lag ($\alpha = 0$), ed andamenti sperimentali della risposta in frequenza orizzontale.

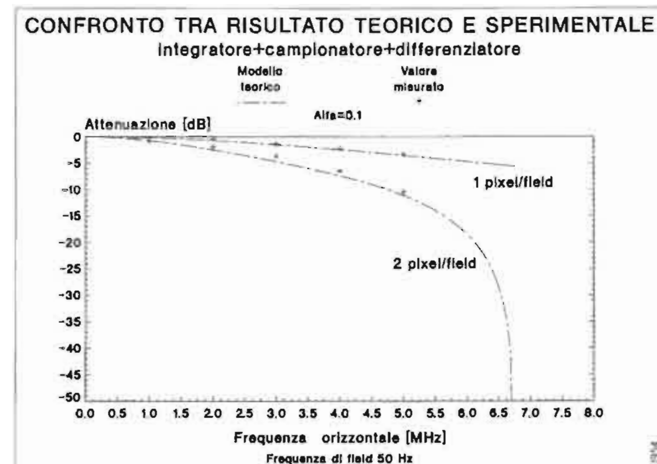


Fig. 12 — Confronti tra andamenti teorici, ottenuti in presenza di lag pari al 10% ($\alpha = 0.1$), ed andamenti sperimentali della risposta in frequenza orizzontale.

surati, con i corrispondenti andamenti teorici previsti dal modello matematico della telecamera in assenza di lag ($\alpha = 0$) e per velocità dei campioni di sinusoide rispettivamente di 1 pixel/field e di 2 pixel/field.

Nella figura 12 vengono riportati i risultati di confronti del tutto analoghi, dopo aver assunto nel modello teorico un lag per la telecamera pari al 10% ($\alpha = 0.1$).

Da una prima analisi sembrerebbe che le misure sperimentali ricalchino completamente il modello teorico, mentre osservando con più attenzione le due figure e le tabelle 1 e 2 ad esse relative, si può dedurre che i risultati sperimentali sono compresi tra gli andamenti teorici relativi ad $\alpha = 0$ ed $\alpha = 0.1$ per ognuna delle due velocità nelle quali si opera il confronto.

In realtà sarebbe più corretto aspettarsi due andamenti sperimentali (uno per la velocità di 1 pixel/field ed un altro per la velocità di 2 pixel/field) che ricalchino le due curve teoriche corrispondenti, ottenute con $\alpha = 0.1$. Questo in quanto generalmente i tubi di ripresa delle telecamere vengono caratterizzati per questi valori di lag.

In effetti però così non è dal momento che, come si è visto, i due set di valori misurati risultano essere intermedi tra i due andamenti teorici ottenuti per $\alpha = 0$ ed $\alpha = 0.1$, in corrispondenza di ognuna delle due velocità suindicate.

Benché attualmente non sia ancora possibile spiegare in modo esaustivo questi risultati, poiché essi non sono ancora stati analizzati a fondo, riteniamo sia possibile tuttavia individuare alcune cause in grado di giustificarli.

3.6 Considerazioni finali

La prima in ordine di importanza dovrebbe essere relativa alla già incontrata distorsione armonica del pattern sinusoidale, presente sia sul pattern fisso, preso di volta in volta come riferimento, sia su quello in movimento. Essa potrebbe provocare, a seconda della frequenza del pattern sotto esame, un'errata misura dei livelli di ampiezza dei segnali $V_m(f_s^{(i)})$ e $V_0(f_s^{(i)})$, in entrambe le situazioni anzidette. Ciò condurrebbe alla fine ad una valutazione sbagliata della limitazione di definizione orizzontale della telecamera, individuabile come si è detto mediante l'equazione [15].

Senza entrare nel merito della questione, vogliamo limitarci ad osservare che all'atto della singola misura il riferimento è preso dal campione fisso, che può risultare più o meno distorto rispetto alla forma sinusoidale, nel nostro contesto assunta come ideale, in funzione della frequenza del campione stesso.

Questo avviene in quanto le componenti armoniche sono attenuate dalla curva ampiezza-frequenza spaziale, che rappresenta la risoluzione orizzontale della telecamera per immagini fisse.

A tal proposito è possibile che sul pattern fisso alcune componenti armoniche siano meno attenuate e quindi che, in conseguenza di questo fatto, il segnale risulti più distorto; ciò avverrebbe in particolare per le armoniche dispari di ordine tre e cinque, rispettivamente $3f_0$ e $5f_0$, convenendo che f_0 rappresenti, nello sviluppo in serie di Fourier, la frequenza fondamentale; una loro assenza provocherebbe invece un aumento nell'ampiezza del segnale, che verrebbe a costituire in tal modo una sinusoide praticamente pura.

Analogamente a quanto avviene per il pattern fisso, anche il pattern in movimento può risultare più o meno distorto rispetto alla forma sinusoidale ideale, in funzione della frequenza temporale del pattern stesso.

Con maggior precisione, le armoniche del pattern vengono pesate dalle curve temporali riportate, in funzione della velocità del pattern stesso, nel dominio spaziale. Rispetto al caso precedentemente trattato, relativo al pattern fisso, nel caso in cui il pattern è in movimento, le armoniche dispari suddette verrebbero invece decisamente attenuate.

Al fine di verificare quanto fin qui sostenuto, è possibile confrontare i valori rappresentanti le limitazioni in frequenza orizzontale per i campioni di 2 MHz e di 4 MHz (assunti in moto con velocità nell'ordine di 2 pixel/field e di 1 pixel/field), riportati rispettivamente nelle tabelle 1 e 2 e valutati con il modello matematico della telecamera dotata di lag ($\alpha = 0.1$), con i valori sperimentali corrispondenti, reperibili anch'essi nelle tabelle suddette.

È possibile osservare che in corrispondenza della frequenza di 4 MHz, la terza componente armonica non compare sul pattern fisso assunto come riferimento, risultando essa esterna alla banda di definizione della telecamera; ciò comporta che il suo livello di ampiezza $V_0(f_s)$ risulta meno attenuato rispetto al livello analogo assunto dal pattern fisso con frequenza 2 MHz, che a differenza del primo contiene la componente di terza armonica.

Una considerazione del tutto analoga vale quando i due pattern sono in movimento, con il risultato conseguente che il livello d'ampiezza $V_m(f_s)$ per il campione a 4 MHz risulta meno attenuato rispetto al valore di riferimento $V_0(f_s)$ dello stesso livello valutato per il campione a 2 MHz.

Infine una misura più precisa dei livelli di ampiezza $V_0(f_s)$ e $V_m(f_s)$ associati al pattern di 4 MHz rispetto agli stessi livelli relativi al pattern di 2 MHz, porta nel primo caso ad una determinazione più corretta della limitazione di definizione in frequenza orizzontale ottenibile mediante la relazione [15].

Da quanto fin qui detto, appare quindi chiaro il motivo per cui si sia cercato di rendere il più possibile sinusoidale ognuno dei pattern di partenza realizzati, come si è avuto modo di vedere, sottoforma di riproduzioni fotografiche.

Una seconda possibile e valida argomentazione in grado di spiegare in parte i risultati ottenuti ed analizzati nella sezione precedente, è inerente al fatto che il modello matematico, utilizzato per la descrizione del comportamento dinamico della telecamera in presenza di lag, potrebbe risultare non del tutto adatto a rappresentare il comportamento dinamico reale della telecamera.

Sotto questo punto di vista, non è possibile escludere a priori che un modello matematico in grado di tener conto dei principali fenomeni non lineari che possono presentarsi in una telecamera all'atto della ripresa, e come tale più completo di quello da noi elaborato, non garantisca risultati migliori di quelli ottenuti e come tali più vicini a quelli determinati sperimentalmente.

Una terza causa, altrettanto valida e pertanto tutt'altro che trascurabile, potrebbe ricercarsi nel fatto che il valore assunto per il lag, pari al 10%, è un valore che non è stato individuato sperimentalmente ma semplicemente stimato; in questo senso un valore di lag anche di poco inferiore a quest'ultimo porterebbe ad un andamento teorico per la limitazione di frequenza orizzontale della telecamera che, in entrambe le situazioni fisiche caratterizzate dalle due distinte velocità, risulterebbe decisamente più vicino ad ognuno dei due corrispondenti insiemi di valori sperimentali.

4. Conclusioni

Nel presente articolo si sono descritti ed esaminati i fenomeni che limitano le prestazioni di una telecamera con tubo a raggi catodici. In particolare, si è analizzata la perdita di risoluzione spaziale di oggetti in movimento provocata sia dall'integrazione temporale che dal *lag* del tubo di ripresa.

A tal fine, si è determinato un modello matematico della telecamera che tiene conto dei due effetti menzionati. Mediante tale modello si è individuata una famiglia di curve, per i sistemi a 50 Hz e 60 Hz, che legano la velocità dell'oggetto con la sua risoluzione spaziale. Tali curve mettono in evidenza che, a parità di velocità, la perdita di risoluzione spaziale risulta superiore con il sistema a 50 Hz.

Al fine di valutare il modello matematico sviluppato, alcune curve relative al sistema a 50 Hz sono state determinate anche sperimentalmente. Con una telecamera si sono ripresi pattern quasi sinusoidali di differenti frequenze, fermi ed in movimento con una determinata velocità uniforme. Misurando, per ogni frequenza, l'ampiezza picco-picco del pattern sinusoidale fermo ed in movimento si è determinata la curva di risposta della telecamera in funzione della velocità dell'oggetto. Le curve ottenute sperimentalmente corrispondono a quelle del modello matematico con uno spostamento minimo che può essere attribuito ad errori di misura. La misurazione sperimentale risulta infatti molto delicata e complessa, specialmente per quanto riguarda l'individuazione della velocità dell'oggetto e la riproduzione fotografica di pattern sinusoidali. In particolare, la riproduzione fotografica rappresenta un punto chiave in quanto, pur adottando tutte le precauzioni necessarie, i pattern sinusoidali riprodotti presentano un valore di distorsione non trascurabile che può alterare i valori della misura.

I risultati ottenuti evidenziano che anche con movimenti relativamente lenti la perdita di risoluzione è significativa. Infatti nel caso di un movimento corrispondente a 2 pixel per field (ad esempio un oggetto che muove da sinistra verso destra impiegando circa 7 secondi per attraversare tutto lo schermo) l'attenuazione a 5 MHz risulta superiore a 10 dB.

APPENDICE

SPETTRO DI FUNZIONI BIDIMENSIONALI

Come primo esempio vogliamo determinare la funzione di trasferimento di modulazione nel caso elementare in cui il fascio di scansione è un parallelepipedo a base rettangolare, descritto nel piano bidimensionale dalla funzione $f(x,y)$ seguente

$$[1A] \qquad f(x,y) = \begin{cases} 1 & \text{per } -a \le x \le a, \ -b \le y \le b \\ 0 & \text{altrove} \end{cases}$$

Ciò impone il calcolo della trasformata di Fourier seguente,

$$[2A] \qquad F(u,v) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} f(x,y)e^{-j(ux+vy)}dxdy =$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(y)e^{-jvy}\int_{-\infty}^{\infty} f(x)e^{-jux}dxdy = \frac{4 \sin au \sin bv}{uv}$$

Possiamo quindi concludere che assumendo per il beam spot un profilo a parallelepipedo a sezione rettangolare, la sua trasformata di Fourier risulta essere data dal prodotto delle trasformate di Fourier di due impulsi rettangolari.

L'equazione [2A] è così la funzione di trasferimento cercata.

Nel caso in cui si ipotizzi per il beam spot un profilo di tipo cilindrico a sezione circolare, dovremmo calcolare la funzione di trasferimento dalla trasformata bidimensionale di Fourier di una funzione che presenta una simmetria circolare.

A tal proposito, ci accingiamo inizialmente a dimostrare che la trasformata di Fourier di una funzione a simmetria circolare è uguale alla trasformata di Hankel. Sia $f(x,y)$ una generica funzione bidimensionale a simmetria circolare e indichiamo con $F(u,v)$ la sua trasformata di Fourier,

$$[3A] \qquad F(u,v) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x,y)e^{-j(ux+vy)}dxdy$$

Passando in coordinate cilindriche,

$$[4A] \qquad x = X(r,\theta) = r\cos\theta \qquad y = Y(r,\theta) = r\sin\theta$$

L'equazione [3A] diventa la trasformata di Hankel seguente

$$[5A] \qquad F(w,\varphi) = 2\pi\int_{0}^{\infty} rf(r)J_0(wr)dr$$

dove J_0 è la funzione di Bessel di ordine zero e $w = \sqrt{u^2+v^2}$, con u e v frequenze spaziali rispettivamente orizzontali e verticali.

Si osservi come il secondo membro dell'equazione [5A] non dipenda da φ ed in tal modo la curva di risposta sia anch'essa a simmetria circolare.

Considerando per il fascio di scansione il profilo cilindrico a sezione circolare di diametro $2a$, si ha

$$[6A] \qquad f(r) = \begin{cases} 1 & \text{per } 0 \leq r \leq a \\ 0 & \text{altrove} \end{cases}$$

La sua curva di risposta in frequenza spaziale risulta,

$$[7A] \qquad F(w,\varphi) = 2\pi a \frac{J_1(wa)}{w} = 2\pi a \frac{J_1(a\sqrt{u^2+v^2})}{\sqrt{u^2+v^2}}$$

Assumendo invece per il fascio di scansione un profilo gaussiano con varianza σ^2 e sezione circolare si ha,

$$[8A] \qquad f(r) = e^{-r^2/2\sigma^2}$$

La sua curva di risposta in frequenza spaziale risulta,

$$[9A] \qquad F(w,\varphi) = 2\pi\sigma^2 e^{-w^2\sigma^2/2}$$

Ringraziamenti

Gli autori ringraziano il p.i. Carlo Bisio per le realizzazioni grafiche e tutto il personale dei Sistemi Avanzati di Produzione del Centro Ricerche RAI per il supporto tecnico prestato.

BIBLIOGRAFIA

1. - Thorpe L., Hanabusa T.: *If progressive scanning is so good, how bad is interlace?*, SMPTE Journal, 24th Annual SMPTE Television Conference, (Dec. 1990).
2. - Lent S. J.: *TV and video engineer's reference book*, K. G. Jackson G. B. Townsend.
3. - Schut T. G.: *Resolution measurements on camera tubes*, SMPTE Journal, (Dec. 1983).
4. - Kumada J.: *An investigation into the scanning method of HDTV system. Comparison between the progressive and interlace scan system*, CCIR Study Groups, Document 11/583-E (6 October 1989).
5. - Papoulis A.: *Systems and transforms with applications in optics*, McGraw-Hill, (1968).
6. - L. Lo Presti L., Neri F.: *L'analisi dei segnali*, C.L.U.T. - Turin, (1991).
7. - Roberts A.: *Methods of measuring and calculating display transfer characteristics (gamma)*, BBC Research Department Report.



MISURA DI G/T DI UN SISTEMA RICEVENTE DA SATELLITE

F. MUSSINO*

SOMMARIO — La misura di G/T, cioè del rapporto fra il guadagno (G) dell'antenna e la temperatura di rumore (T) totale di un sistema ricevente da satellite presenta notevole interesse perché ne caratterizza la prestazione dal punto di vista della degradazione della qualità dell'immagine televisiva, a causa del rumore prevalentemente introdotto dal sistema ricevente stesso. Il metodo di misura classico prevede la determinazione di G e T, separatamente; ove, però, tale metodo non sia applicabile, essendo l'antenna inscindibile dal convertitore SHF, occorre utilizzare metodi di misura che consentano la determinazione diretta di G/T. Particolarmente interessante è il metodo di misura di G/T che utilizza come generatore di segnale il satellite stesso.

*SUMMARY — **G/T measurement of a satellite receiving system.** The G/T measurement, i.e. the ratio between the gain (G) of the antenna and the total noise temperature (T) of a satellite receiving system is of particular interest, since it features its performance from the viewpoint of the impairment of the television picture quality, owing to the noise mainly introduced by the receiving system itself. According to the standard measurement method, G and T are defined separately. In the case, however, this method cannot be applied, being the antenna inseparable from the SHF converter, it is necessary to use measurement methods allowing the direct G/T assessment. Particularly interesting is the G/T method, which uses the satellite itself as signal generator.*

1. Introduzione

Per caratterizzare le prestazioni di un sistema ricevente da satellite in termini di degradazione della qualità del segnale ricevuto, introdotto dal rumore (sia captato dall'antenna, sia prodotto dal sistema ricevente), viene spesso utilizzato il fattore di merito G/T, cioè il rapporto fra il guadagno (G) dell'antenna ricevente e la temperatura di rumore (T) totale del sistema ricevente stesso.

La misura di G/T può essere effettuata con metodi diversi, che, ovviamente, devono portare agli stessi risultati. La descrizione di alcuni metodi di misura e la verifica della buona concordanza dei risultati delle misure effettuate con metodi diversi costituisce lo scopo del presente lavoro.

Un primo metodo di misura, che si può chiamare classico o convenzionale, richiede la determinazione separata di G e di T. Tale modalità di misura non è però attuabile nei sistemi riceventi dove l'illuminatore dell'antenna ed il convertitore SHF[1] formano un insieme inseparabile. In tal caso la misura di G/T deve avvenire in modo diretto.

Verranno nel seguito descritti i metodi di misura di G/T sia di tipo classico, sia di tipo diretto. È particolarmente interessante la misura diretta di G/T che utilizza il satellite come sorgente di segnale.

* Prof. Ing. Franco Mussino del Dipartimento di Elettronica del Politecnico di Torino.
Dattiloscritto pervenuto alla Redazione il 3 aprile 1992.

1. Il convertitore SHF ha il compito di traslare il segnale ricevuto dalla banda dei 12 GHz (11,7 – 12,5 GHz) o 11 GHz (10,9 – 11,7 GHz), in quella della 1ª F.I. (0,95 – 1,75 GHz).

2. Definizione di G/T

Il fattore di merito G/T di un sistema ricevente da satellite è definito dal rapporto fra il guadagno dell'antenna e la temperatura di rumore totale.

Il guadagno (G) dell'antenna riferito all'entrata del sistema ricevente (convertitore SHF), dipende sia dal guadagno G_a dell'antenna, sia dalla attenuazione α della linea di trasmissione fra l'antenna ed il convertitore SHF, secondo la relazione:

$$[1] \qquad G = \alpha\, G_a$$

La temperatura di rumore totale (T) è riferita anch'essa all'entrata del sistema ricevente (convertitore SHF); pertanto essa è data dalla somma delle temperature di rumore corrispondenti:

— al rumore captato dall'antenna, riportato all'entrata del sistema ricevente ($\alpha\, T_a$);
— al rumore introdotto dalla linea di trasmissione fra l'antenna ed il convertitore SHF ($(1-\alpha)T_o$);
— al rumore introdotto dal sistema ricevente ($T_e = (f-1)T_o$), avente una cifra di rumore totale f.

Sommando i contributi, si ha:

$$[2] \qquad T = \alpha T_a + (1-\alpha)T_o + (f-1)T_o$$

Quindi il rapporto G/T è esprimibile mediante la relazione:

$$[3] \qquad \frac{G}{T} = \frac{\alpha G_a}{\alpha T_a + (1-\alpha)T_o + (f-1)T_o}$$

dove: G_a = guadagno dell'antenna

T_a = temperatura di rumore dell'antenna (30 ÷ 100 K) (vedi Appendice A)
T_o = temperatura di riferimento (290 K)
α = attenuazione della linea di trasmissione fra l'antenna ed il convertitore SHF ($10 \log\alpha \approx -0{,}1 \div -0{,}3$ dB)
f = cifra di rumore del convertitore SHF (o del sistema ricevente)

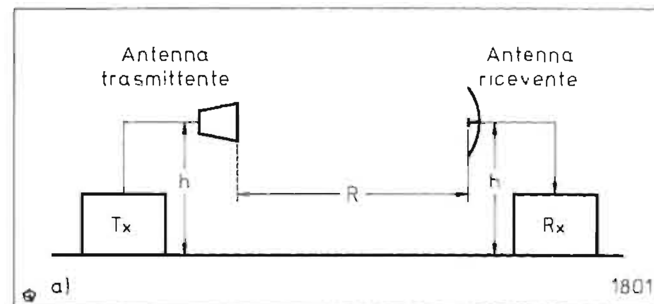
Usualmente il valore di G/T viene espresso in $dB(K^{-1})$: $(G/T)\ dB(K^{-1}) = 10 \cdot \log(G/T)$.

Se l'antenna è costituita da un riflettore paraboloidico, il suo guadagno G_a può essere calcolato dalla relazione:

$$[4] \quad G_a = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$$

dove: D = diametro del riflettore paraboloidico
η = efficienza dell'antenna ($0{,}6 \div 0{,}7$)
λ = lunghezza d'onda del segnale ricevuto (2,5 cm a 12 GHz).

Il calcolo del guadagno d'antenna è utile sia a titolo di verifica della misura, sia per prevedere i livelli di segnale misurabili.



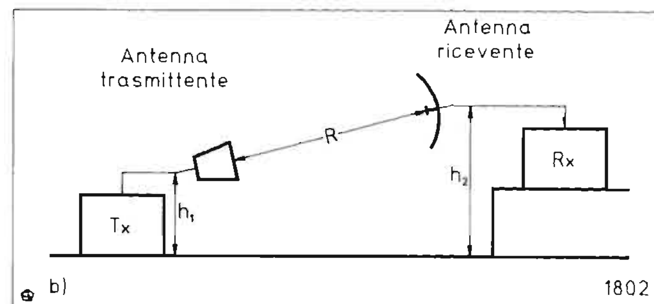


Fig. 1 — Luogo di misura:
a) con antenne alla stessa distanza dal suolo;
b) con antenne in posizione obliqua.

3. Luogo di misura

La misura di G/T richiede la disponibilità di un opportuno luogo di misura, al fine di poter generare un campo e.m. piano, che incida sull'antenna ricevente, specialmente nel caso in cui non venga utilizzato il satellite stesso come sorgente di segnale.

L'antenna trasmittente, che genera il campo e.m. per la misura, e quella ricevente, sottoposta a misura, devono essere posizionate ad un'altezza (h) dal suolo tale da ridurre al minimo le onde riflesse dal terreno; per ottenere tale risultato, l'altezza minima deve essere superiore al diametro D del paraboloide (vedi figura 1a) e talvolta si dispongono le antenne ad altezze diverse, cioè in posizione obliqua (vedi figura 1b) (slant antenna range setting).

Per evitare errori di misura causati sia dalla non sufficiente coerenza di fase del campo e.m. sul piano di apertura dell'antenna ricevente, sia dalla distribuzione non uniforme del campo e.m. sul suddetto piano, la distanza (R) fra l'antenna trasmittente e quella ricevente deve essere maggiore (vedi Appendice B) di $2D_1^2/\lambda$ e $2D_1 D_2/\lambda$, dove D_1 e D_2 sono i diametri massimi dell'antenna in prova (ricevente) e dell'antenna trasmittente, rispettivamente, e λ è la lunghezza d'onda nello spazio libero, alla frequenza di misura.

Ad esempio, per rispettare la condizione sulla coerenza di fase del campo e.m., con $D_1 = 1$m, alla frequenza di 12 GHz ($\lambda = 2{,}5$ cm), la distanza R deve essere maggiore di 80 m; invece, per rispettare la condizione sulla uniformità del campo e.m. a 12 GHz, con $D_1 = 1$ m e D_2 inferiore a 0,5 m, è sufficiente che la distanza R sia di almeno 40 m.

L'intensità del campo elettromagnetico deve essere costante entro ± 0,5 dB sul piano di apertura dell'antenna ricevente; in caso contrario la posizione delle antenne deve essere modificata, oppure si devono introdurre opportuni fattori di correzione. La misura del campo e.m. nel punto ricevente deve essere eseguita con un'antenna di piccola apertura, ad esempio con un «trombino».

4. Metodi di misura di G/T

4.1 PRIMO METODO

Il metodo di misura prevede la determinazione separata del guadagno (G) dell'antenna e della temperatura di rumore (T) totale del sistema ricevente.

Il guadagno G dell'antenna può essere misurato con il metodo di sostituzione, come indicato in figura 2.

Mediante un analizzatore di spettro si misura dapprima la potenza P di uscita dal convertitore SHF con l'antenna in prova e poi la potenza P′ con l'antenna campione.

Il guadagno G dell'antenna in prova è dato dalla relazione:

$$[5] \quad G = \frac{P}{P'} G_s$$

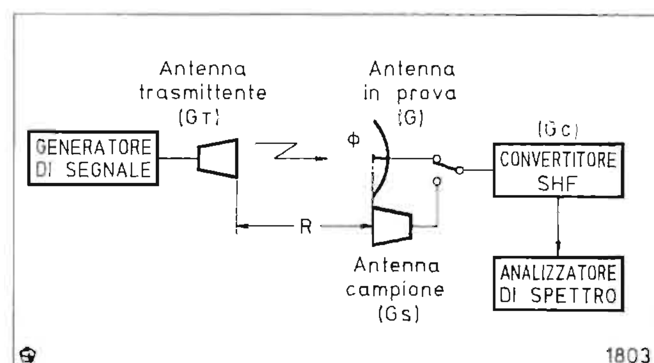


Fig. 2 — Misura del guadagno G dell'antenna.

MISURA DI G/T DI UN SISTEMA RICEVENTE DA SATELLITE

Se non si dispone di un'antenna campione, si può misurare il guadagno G dell'antenna ricevente, con il metodo seguente.

Dapprima si calcola la densità del flusso di potenza Φ nel piano di apertura dell'antenna ricevente, usando la relazione:

$$[6] \quad \Phi = \frac{P_A G_T}{4\pi R^2} \ (W/m^2)$$

dove: P_A è la potenza fornita dal generatore di segnale all'entrata dell'antenna trasmittente;
G_T è il guadagno dell'antenna trasmittente nella direzione dell'antenna ricevente;
R è la distanza fra l'antenna trasmittente e l'antenna ricevente, misurata fra i piani di apertura.

Ad esempio, con $P_a = 0{,}1$ mW, $G_T = 10$ (10 dB), R = 100 m, si ha: $\Phi = 7{,}95\ nW/m^2$ (-81 dB (W/m^2)).

Quindi si misura la potenza P di uscita dal convertitore SHF, che risulta:

$$[7] \quad P = \Phi\ A\ G_c$$

dove: A è l'area equivalente dell'antenna (m^2)
G_c è il guadagno del convertitore SHF.

Ricordando che fra l'area equivalente dell'antenna (A) ed il suo guadagno (G) vale la relazione:

$$[8] \quad A = G\lambda^2/4\pi$$

dove λ è la lunghezza d'onda nello spazio libero alla frequenza di misura, si può ricavare dalle [7] e [8] il guadagno G dell'antenna ricevente:

$$[9] \quad G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad \frac{P}{\Phi\ G_c} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \quad \frac{P}{P_A} \quad \frac{1}{G_T\ G_c}$$

La determinazione della temperatura di rumore (T) totale del sistema ricevente richiede la misura della sua cifra di rumore (f), che in questo caso è costituito dal convertitore SHF. Usualmente il contributo alla cifra di rumore (f) da parte degli apparati che seguono il convertitore SHF è modesto e non viene qui considerato nella procedura di misura di G/T. Tuttavia, ove tale contributo fosse noto, occorre tenerne conto nella valutazione di T (vedi Appendice C).

La misura della cifra di rumore viene usualmente eseguita con la disposizione strumentale di figura 3.

Si utilizza un generatore di rumore tarato, di cui è noto il fattore E_N, che rappresenta l'incremento di rumore (excess noise ratio) introdotto dal generatore rispetto al rumore dovuto alla sua impendenza interna, alla temperatura $T_o = 290$ K.

Con il generatore di rumore inserito ed alimentato si

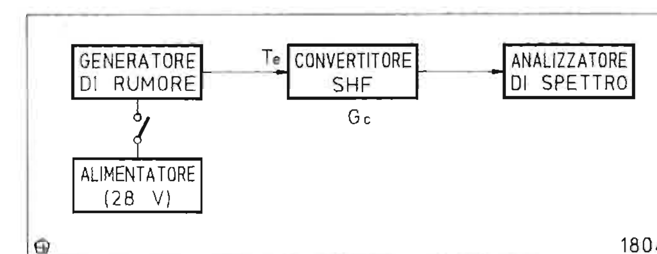


Fig. 3 — Misura della cifra di rumore f.

misura (mediante l'analizzatore di spettro oppure un voltmetro) la potenza di rumore N_2 all'uscita del convertitore SHF. Si disattiva quindi il generatore di rumore togliendo l'alimentazione, ma mantenendo l'entrata del convertitore SHF chiusa sull'impendenza del generatore, e si misura la potenza di uscita N_1.

Si calcola il fattore Y:

$$[10] \quad Y = N_2/N_1$$

e poi si ricava la cifra di rumore dalla relazione (vedi Appendice C):

$$[11] \quad f = \frac{E_N - Y(T_c/T_o - 1)}{Y - 1}$$

dove T_c è la temperatura del generatore di rumore senza alimentazione (equivalente circa alla temperatura ambiente).

Tramite la relazione [3] si ricava il valore di G/T.

La cifra di rumore f è legata alla temperatura equivalente di rumore T_e dalla relazione:

$$[12] \quad f = 1 + \frac{T_e}{T_o}$$

Quindi, tramite la relazione precedente è possibile ricavare anche la temperatura equivalente di rumore (T_e) del convertitore SHF.

4.2 SECONDO METODO

Il metodo di misura riguarda la determinazione diretta di G/T. Con la disposizione strumentale di figura 4, si eseguono le seguenti misure all'uscita del convertitore SHF.

Applicando il flusso di potenza Φ generato dall'antenna trasmittente, si misura la potenza P, che è data dalla relazione [7], che viene qui ripetuta:

$$[13] \quad P = \Phi\ A\ G_c$$

dove: Φ è il flusso di potenza dell'onda incidente (W/m^2)
A è l'area equivalente dell'antenna ricevente (m^2),
G_c è il guadagno del convertitore SHF.

In assenza di segnale trasmesso ($\Phi = 0$), si misura la potenza di rumore N, che è data dalla relazione:

$$[14] \quad N = kTBG_c$$

dove: k è la costante di Boltzman ($1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Joule/Kelvin);
B è la banda passante del sistema di misura;
G_c è il guadagno del convertitore SHF.

Dalle relazioni [13] e [14], tenendo conto anche della [8] si ricava:

$$[15] \quad \frac{G}{T} = \frac{4\pi\ kBP}{\lambda^2\ \Phi\ N}$$

Pertanto, dalla misura di P e N, se sono noti Φ, B e λ, si ricava G/T, senza dover separare l'antenna dal convertitore SHF. In tal modo vengono tenute in conto anche le eventuali perdite o disadattamenti d'impedenza presenti fra l'antenna ed il convertitore SHF.

Per migliorare la precisione di misura di G/T è opportuno (bibl. 1) seguire una procedura che elimini possibili errori.

Con riferimento alla figura 4, in cui si introduce sia

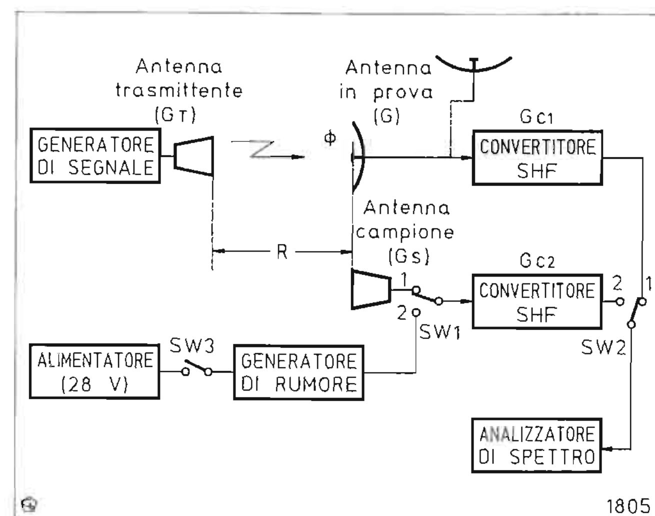


Fig. 4 — Misura diretta di G/T.

un'antenna campione sia un generatore di rumore calibrato, si eseguono misure con la seguente procedura di misura, che prevede la valutazione di:

a) distribuzione non uniforme del flusso di potenza sul piano di apertura dell'antenna ricevente; si definisce con β il rapporto fra il valor medio della potenza ottenuta con l'antenna campione in detto piano ed il valore che si ottiene quando l'antenna è posta in una posizione specifica;

b) non linearità del sistema ricevente dovuta sia alla potenza elevata del trasmettitore che porta l'uscita del convertitore SHF verso la saturazione, sia alla presenza del rumore, come indicato in figura 5, dove si riporta la potenza P_r di uscita dal convertitore SHF in funzione della potenza P_t trasmessa; si definisce con $\tau = P_r'/P_r$ il rapporto fra la potenza di uscita dal convertitore SHF in assenza di saturazione e quella effettivamente ottenuta;

c) potenza di uscita P misurata quando l'antenna è rivolta verso l'antenna trasmittente; tale potenza contiene un contributo di rumore che è maggiore di quello che si ha quando l'antenna è rivolta verso il satellite:

$$[16] \quad P = \left(\frac{\lambda^2 \Phi}{4\pi} G + kT'B\right) \frac{G_{c1}}{\tau}$$

dove T' è la temperatura di rumore quando l'antenna ricevente è diretta verso l'antenna trasmittente;

d) potenza di rumore N' in uscita dal sistema ricevente quando l'antenna è rivolta verso l'antenna trasmittente, avendo spento il generatore di segnale:

$$[17] \quad N' = kT'BG_{c1}$$

e) potenza di rumore N in uscita dal sistema ricevente quando l'antenna è rivolta nella direzione del satellite; si determina orientando l'antenna ricevente nella direzione prevista (in pratica verso lo zenit in modo da evitare la ricezione di segnali da un qualsiasi satellite):

$$[18] \quad N = kTBG_{c1}$$

f) flusso di potenza sul piano dell'antenna ricevente Φ; con il generatore di segnale attivato ed utilizzando l'antenna campione, si misura la potenza P_s di uscita dal sistema ricevente di riferimento:

$$[19] \quad P_s = \left[\frac{\lambda^2 \Phi}{4\pi\beta} G_s + k(T_s + T_{c2})B\right] G_{C2}$$

dove G_s è il guadagno dell'antenna campione, T_s è la temperatura di rumore dell'antenna campione, T_{c2} è la temperatura equivalente di rumore del convertitore SHF di misura, G_{c2} è il guadagno del convertitore SHF di misura.
Il valore di T_s è generalmente trascurabile nella determinazione di G/T. Il valore di T_{c2} e G_{c2} può essere determinato, ove necessario, con le seguenti misure:

g) potenza di rumore N_E all'uscita del convertitore SHF di misura (con guadagno G_{c2}), sostituendo l'antenna con il generatore di rumore (SW1 in posizione 2)[2] ed attivandolo (SW3 chiuso):

$$[20] \quad N_E = k[T_o(E_N + 1) + T_{c2}]BG_{c2}$$

dove E_N è il rumore (excess noise ratio) introdotto dal generatore di rumore in eccesso rispetto al rumore prodotto dalla sua impedenza d'uscita alla temperatura $T_o = 290$ K.

h) potenza di rumore N_o all'uscita del convertitore SHF di misura senza generatore di rumore; si sostituisce il generatore di rumore con la sua impedenza d'uscita oppure si disattiva semplicemente l'alimentazione (SW3 aperto) del generatore di rumore e si misura la potenza di rumore all'uscita del convertitore SHF di misura:

$$[21] \quad N_o = k(T_o + T_{c2})BG_{c2}$$

Per calcolare G/T, dapprima si ricava G dalle relazioni [16] e [17]:

$$[22] \quad G = \frac{4\pi\tau}{\lambda^2 \Phi G_{c1}} \left(P - \frac{N'}{\tau}\right)$$

Successivamente, dalle relazioni [19] e [21] si può ottenere il valore di Φ oppure la seguente espressione:

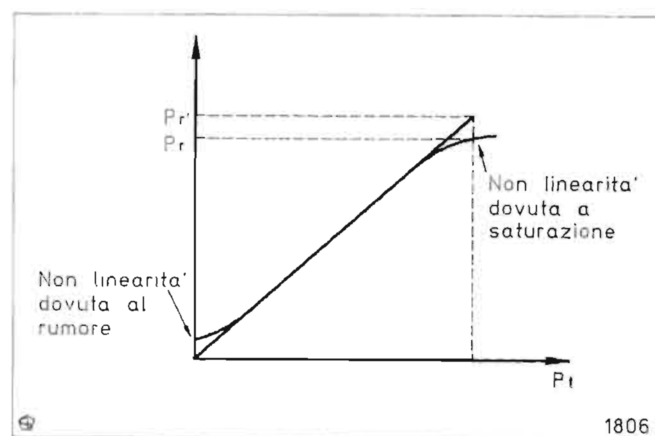


Fig. 5 — Caratteristica non lineare del sistema ricevente.

2. In pratica, non si usano interruttori o commutatori, ma si effettuano nuove connessioni secondo i percorsi del segnale r.f. previsti dalla procedura di misura.

$$[23] \quad \frac{4\pi}{\lambda^2 \Phi} = \frac{G_s G_{c2}}{\beta [P_s - N_o - k(T_s - T_o)BG_{c2}]}$$

Sostituendo la [23] nella [22], si ottiene:

$$[24] \quad G = \frac{G_s G_{c2} \tau (P - N'/\tau)}{\beta G_{c1} [P_s - N_o - k(T_s - T_o)BG_{c2}]}$$

Il valore di T può essere determinato dalle relazioni [18], [20] e [21]:

$$[25] \quad T = \frac{G_{c2} T_o E_N N}{G_{c1} (N_E - N_o)}$$

Infine, dalle relazioni [24] e [25] si ricava il valore di G/T:

$$[26] \quad \frac{G}{T} = \frac{G_s \tau (N_E - N_o) (P - N'/\tau)}{T_o E_N \beta N [P_s - N_o + k(T_o - T_s)BG_{c2}]}$$

Poiché il valore della potenza di rumore $k(T_o - T_s) BG_{c2}$ può essere trascurato rispetto al valore della potenza P_s, la relazione precedente può essere semplificata, evitando anche la determinazione di G_{c2}:

$$[27] \quad \frac{G}{T} = \frac{G_s \tau (N_E - N_o) (P - N'/\tau)}{T_o E_N \beta N (P_s - N_o)}$$

Essendo G_s, T_o ed E_N delle quantità note, in base ai valori misurati P, N', N, P_s, N_E, N_o, si può ricavare il valore di G/T. Si osserva che la banda di rumore B non compare nella [27].
I termini dominanti nella [27] che possono influenzare il valore di G/T sono P, P_s, N_E e N_o, mentre N'/τ è piccolo rispetto a P. Pertanto, la precisione della misura di G/T dipende principalmente dalla determinazione dei rapporti P/P_s, N_E/N e N_o/N; tali rapporti possono essere determinati con maggior precisione che non i valori assoluti.

4.3 TERZO METODO

Il metodo di misura prevede di usare il segnale ricevuto dal satellite il cui livello viene determinato tramite un'antenna campione.

Per migliorare il rapporto portante/rumore (C/N) del segnale misurato si utilizza il metodo della cancellazione della modulazione. A questo scopo si richiede l'uso di un ricevitore ausiliario, oltre a quello sottoposto a misura.

In figura 6 è riportato lo schema che illustra il principio della cancellazione della modulazione. Il segnale ricevuto (f(t)) dal secondo ricevitore viene mescolato con un oscillatore locale (f_L) ottenendo un segnale ($f(t) - f_L$) che viene usato a sua volta come oscillatore locale per convertire il segnale ricevuto con l'antenna campione. Si ottiene così un segnale a frequenza costante e pari a f_L, che viene filtrato con un filtro a banda stretta per migliorare il rapporto portante/rumore (C/N).

$$[28] \quad f(t) - [f(t) - f_L] = f_L$$

3. In pratica, non si usano interruttori o commutatori, ma si effettuano nuove connessioni secondo i percorsi del segnale r.f. previsti dalla procedura di misura.

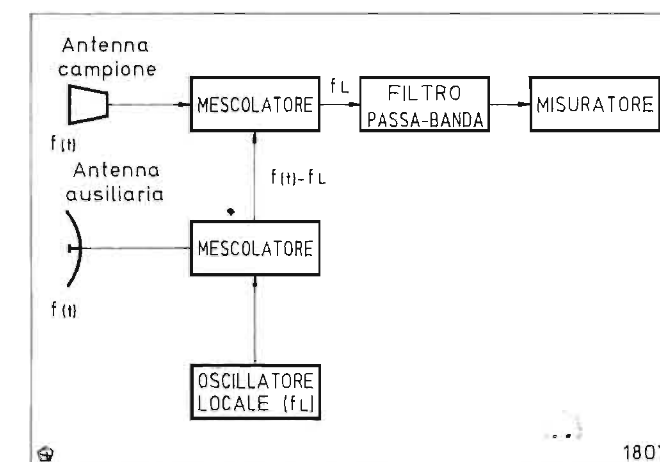


Fig. 6 — Schema a blocchi del sistema di cancellazione della modulazione.

Poiché entrambi i ricevitori sono rivolti verso lo stesso satellite, le eventuali variazioni di livello del segnale in arrivo influiscono nello stesso modo su entrambi i ricevitori, e tali variazioni di livello risultano compensate.

Con la disposizione strumentale di figura 7, si eseguono le misure descritte nel seguito, in una località dove i segnali ricevuti da satellite non abbiano subito riflessioni.

La frequenza di misura è quella di uno dei canali diffusi da satellite. La misura deve essere eseguita quando l'antenna non riceve rumore dal sole.

Poiché, come si vedrà in seguito, il cielo viene utilizzato per misurare la temperatura di rumore effettiva dell'antenna, occorre che questa sia orientata verso un'area del cielo che minimizzi il rumore di uscita dall'unità esterna, ponendo attenzione al fatto che non vi siano nubi, sole, altri satelliti, edifici od alberi entro 10° dal lobo principale dell'antenna in prova.

La procedura di misura prevede che l'antenna sottoposta a misura, l'antenna campione e quella ausiliaria o di riferimento vengano installate su supporti regolabili in elevazione ed in azimut.

Dapprima si riceve un segnale diffuso da satellite, tramite l'antenna campione, con gli interruttori SW1 e SW2[3] sulla posizione 1, e con gli attenuatori (ATT1 e ATT2) regolati in modo che il primo attenui 0 dB ed il secondo almeno 40 dB.

Anche l'unità esterna di riferimento viene usata per ricevere lo stesso segnale tramite l'antenna campione e si regola l'orientamento delle antenne in modo da massimizzare il livello di uscita, connettendo l'analizzatore di spettro dapprima alla porta 1 (Porta1) e poi alla porta 2 (Porta2).

Il segnale che si osserva in uscita (Porta1 o Porta2) è riportato in figura 8. Esso rappresenta lo spettro del segnale trasmesso dal satellite.

È opportuno che il segnale di uscita dai convertitori SHF (cioè alla 1ªF.I.) sia convertito ad uno stesso valore di 2ªF.I. Nella TABELLA 1 sono riportati, a titolo di esempio, alcuni valori relativi alla frequenza del segnale ricevuto, degli oscillatori locali, della 1ªF.I. e 2ªF.I.; sono anche riportati alcuni valori indicativi relativi al guadagno degli amplificatori, al livello di uscita del limitatore ed al campo di attenuazione degli attenuatori variabili ATT1 e ATT2.

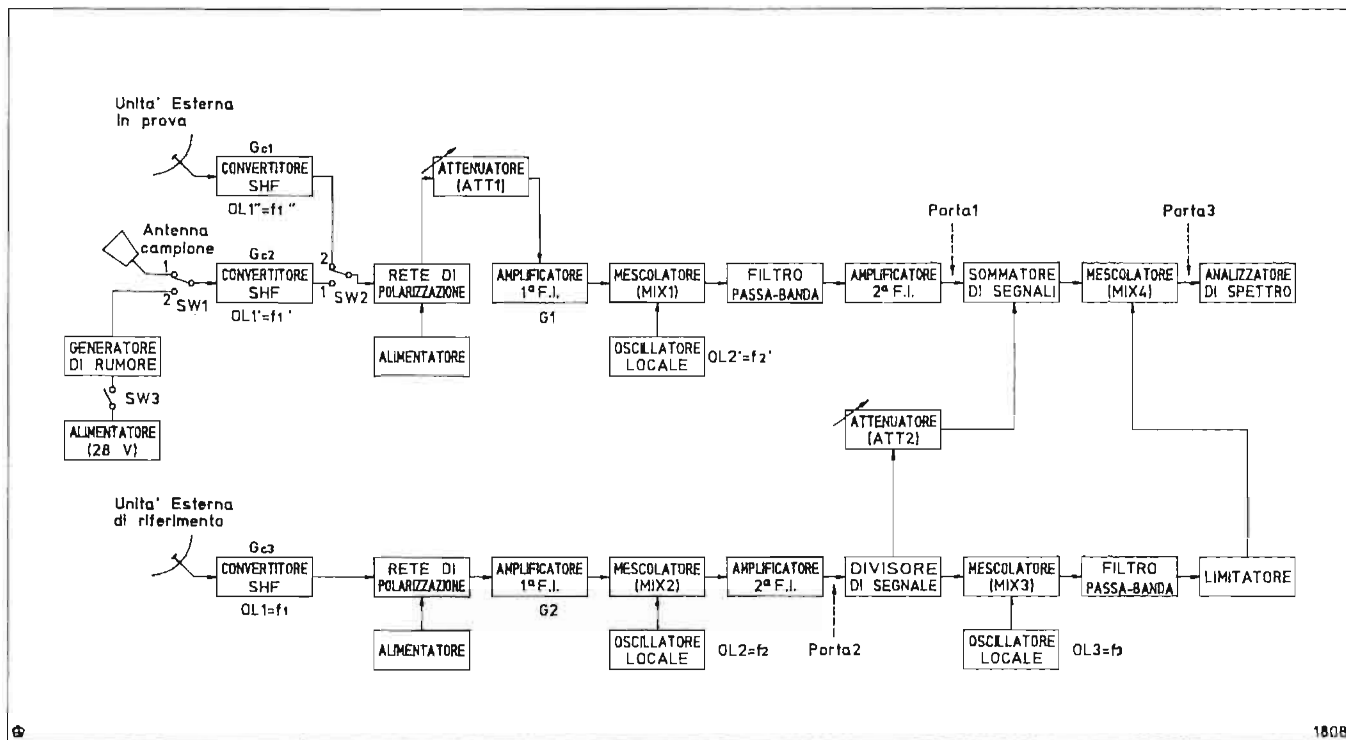


Fig. 7 — Disposizione strumentale per la misura diretta di G/T tramite il segnale proveniente da satellite.

Si connette poi l'analizzatore di spettro alla porta 3 (Porta3) e si osserva la riga spettrale alla frequenza f_3. In pratica, non essendo uguali le frequenze degli oscillatori locali dei convertitori alla 1ªF.I. ed alla 2ªF.I. per i due percorsi del segnale, la frequenza della riga spettrale sarà un po' spostata rispetto al valore f_3 di una quantità pari alla differenza $\Delta f_1 = f_1 - f_1'$ e $\Delta f_2 = f_2 - f_2'$, cioè la frequenza misurata sarà data da:

[29] $f_3 + \Delta f_1 + \Delta f_2$

Se la differenza fra il livello della portante e quello delle righe laterali dello spettro è inferiore a 20 dB, occorre introdurre un ritardo variabile prima del sommatore di segnali, per compensare le differenze di ritardo sui due percorsi del segnale, che non consentono una sufficiente cancellazione della modulazione. In figura 9 si osserva un esempio di riga spettrale ottenuta alla porta 3.

La direzione dell'antenna campione viene variata in modo da massimizzare il livello del segnale misurato.

Successivamente si riduce l'attenuazione di ATT2 da 40 dB ad un valore tale da ottenere che all'uscita (Porta3)

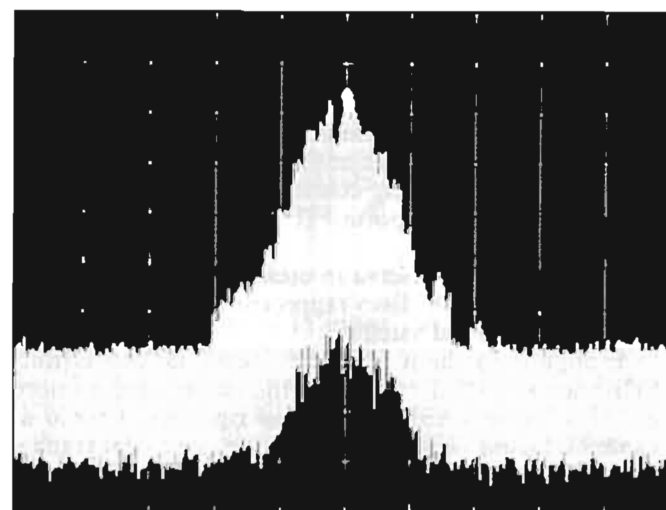


Fig. 8 — Esempio di segnale di uscita dal sistema ricevente. Larghezza di banda: 1 MHz; scala orizzontale: 20 MHz/div; scala verticale: 10 dB/div; filtro video: 1 MHz.

TABELLA 1

VALORI TIPICI DEI PARAMETRI DA USARE CON LA DISPOSIZIONE STRUMENTALE DI FIGURA 7

Parametri	Valori
Frequenza del segnale ricevuto	11,99600 GHz
Frequenza nominale (f_1) dell'oscillatore locale (OL1)	10,750 GHz
1ªF.I.	1246,00 MHz
Frequenza nominale (f_2) dell'oscillatore locale (OL2)	1608,78 MHz
2ªF.I.	402,78 MHz
Frequenza (f_3) dell'oscillatore locale (OL3)	805,56 MHz
Filtro passa-banda: frequenza centrale	402,78 MHz
larghezza di banda (3dB)	27 MHz
Guadagno (G1) dell'amplificatore alla 1ªF.I.	15 dB
Guadagno (G2) dell'amplificatore alla 1ªF.I.	30 dB
Amplificatore limitatore: potenza di uscita	7 dB(mW)
Attenuatore variabile SHF (ATT1)	0−20 dB
Attenuatore variabile UHF (ATT2)	0−40 dB

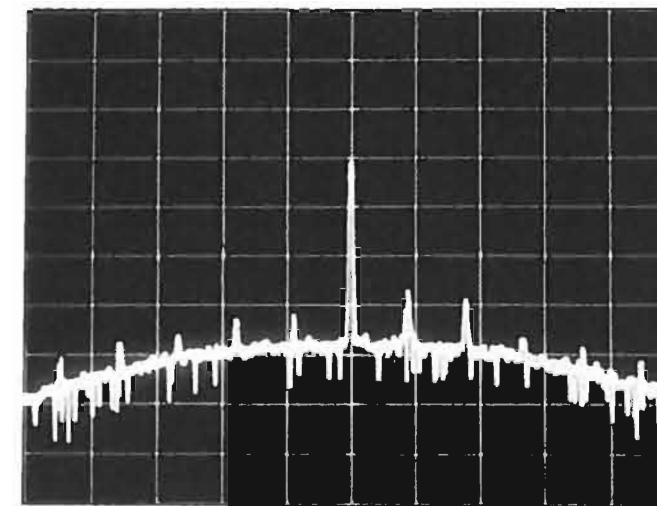


Fig. 9 — Esempio di riga spettrale ottenuta alla porta 3. Larghezza di banda: 100 kHz; scala orizzontale: 5 MHz/div; scala verticale: 10 dB/div; filtro video: 3 kHz.

compaia una seconda riga spettrale, il cui livello deve essere reso uguale a quello della riga vista in precedenza, come indicato in figura 10. Tale livello è assunto come *livello di riferimento*. Anche in questo caso se non vi è una buona soppressione della modulazione occorre introdurre un ritardo aggiuntivo prima dell'attenuatore ATT2.

Si porta l'interruttore SW2 sulla posizione «2», cioè si riceve il segnale mediante l'Unità Esterna in prova e si massimizza il livello del segnale ottenuto all'uscita (Porta1), connettendo l'analizzatore di spettro alla porta 1. La frequenza dell'oscillatore locale OL2' viene variata in modo da ottenere la stessa frequenza di uscita ottenuta precedentemente con l'antenna campione.

Si connette nuovamente l'analizzatore di spettro alla porta 3 (Porta3) e si aumenta l'attenuazione dell'attenuatore ATT1 da 0 dB ad un valore tale da riportare il livello della riga spettrale allo stesso valore (livello di riferimento)

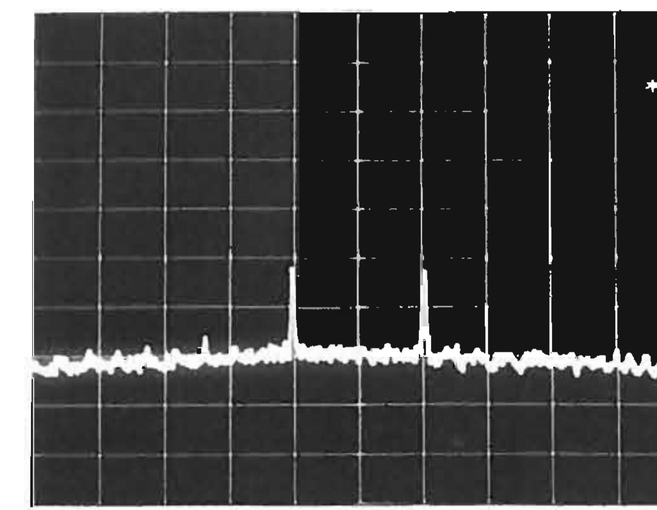


Fig. 10 — Esempio di due righe spettrali ottenute alla Porta3. Larghezza di banda: 30 kHz; scala orizzontale: 1 MHz/div; scala verticale: 10 dB/div; filtro video: 1 kHz.

misurato precedentemente con l'antenna campione. L'incremento di attenuazione viene indicato con L_1 (dB). Tale valore rappresenta la differenza (in dB) oppure (se convertito in numero) il rapporto fra i guadagni dell'Unità Esterna in prova e di quella campione:

$$[30] \quad 10^{L_1/10} = \frac{G\, G_{c1}}{G_s\, G_{c2}}$$

Da tale relazione si può ricavare G, se sono noti G_s, G_{c1} e G_{c2}.

Si orienta verso il cielo l'antenna dell'Unità Esterna in prova, si porta l'attenuatore ATT1 al valore 0 dB e si misura mediante l'analizzatore di spettro connesso alla porta 1 (Porta1) il livello (N) del rumore alla frequenza centrale della 2ªF.I.

Si porta l'interruttore SW1 sulla posizione «2», SW2 sulla posizione «1» e SW3 sulla posizione «chiuso». In tal modo si applica il segnale del generatore di rumore tramite il convertitore SHF dell'antenna campione. Si regola l'attenuatore ATT1 in modo da ottenere ancora la stessa lettura (N) ottenuta precedentemente. Il valore dell'attenuazione introdotta viene indicato con L_2 (dB). Tale valore rappresenta la differenza (in dB) oppure (se convertito in numero) il rapporto fra il rumore introdotto dal generatore di rumore tramite il convertitore SHF dell'antenna campione e quello introdotto dall'Unità Esterna in prova:

$$[31] \quad 10^{L_2/10} = \frac{kB[T_{c2} + T_o(E_N + 1)]G_{c2}}{kTBG_{c1}}$$

Poi si apre l'interruttore SW3 e si regola l'attenuatore ATT1 in modo da ottenere alla porta 1 (Porta1) ancora lo stesso livello di rumore (N) misurato precedentemente. Il valore dell'attenuazione introdotta da ATT1 viene indicato con L_3. Tale valore rappresenta la differenza (in dB) oppure (se convertito in numero) il rapporto fra il rumore introdotto dal convertitore SHF dell'antenna campione e quello introdotto dall'Unità esterna in prova:

$$[32] \quad 10^{L_3/10} = \frac{kB(T_{c2} + T_o)G_{c2}}{kTBG_{c1}}$$

Il rapporto G/T si ricava dalla relazione:

$$[33] \quad \frac{G}{T} = \frac{G_s\, 10^{L_1/10}\,(10^{L_2/10} - 10^{L_3/10})}{T_o\, E_N} \quad (\mathrm{dB(K^{-1})})$$

dove: G_s è il guadagno dell'antenna campione
E_N è il rumore (excess noise) introdotto dal generatore di rumore
$T_o = 290$ K

Se il valore di G_s ed E_N è fornito in decibel occorre convertirlo in numero.

Il valore così calcolato è relativo ad un'antenna con polarizzazione lineare. Se la polarizzazione è circolare il valore calcolato dalla relazione precedente deve essere ridotto di 3 dB.

5. Avvertenze di misura

Le misure di guadagno e di temperatura di rumore possono essere influenzate dalla presenza di disadattamenti d'impedenza all'entrata ed all'uscita del dispositivo sottoposto a misura.

In particolare, il guadagno generalmente misurato è quello definito come guadagno d'inserzione (G_i) (Insertion Gain), che è dato dal rapporto fra la potenza fornita al carico con il dispositivo sottoposto a misura e la potenza fornita senza il dispositivo stesso.

Invece, quando si deve calcolare il guadagno globale della cascata di più stadi, cioè quando si mettono in cascata più dispositivi, è conveniente usare il guadagno disponibile (Gav) (Available Gain), che viene calcolato o misurato con un'impedenza di carico che è adattata all'impedenza di uscita (cioè con un carico che presenta un'impedenza complessa coniugata rispetto all'impedenza d'uscita del dispositivo in misura).

Infatti, in tal caso il guadagno totale della cascata di più stadi si ottiene moltiplicando il guadagno disponibile di ciascun stadio, purché esso sia stato calcolato tenendo conto dell'impedenza d'uscita dello stadio precedente.

Il rapporto fra Gav e G_i è dato dalla relazione:

$$[34] \quad \frac{Gav}{G_i} = \frac{(1-|\Gamma_s|^2)\,|1-\Gamma_1\Gamma_2|^2}{(1-|\Gamma_2|^2)\,|1-\Gamma_L\Gamma_s|^2}$$

dove Γ_s, Γ_1, Γ_2 e Γ_L sono i valori del coefficiente di riflessione relativi rispettivamente al generatore usato per la misura, all'entrata ed all'uscita dello stadio misurato e del carico.

È molto importante notare che molte misure richiedono l'uso di attenuatori variabili. In tal caso è opportuno conoscere con buona precisione non tanto l'attenuazione assoluta, ma gli incrementi di attenuazione, che devono poter essere regolati almeno a passi di 1 dB.

6. **Risultati di misura**

A titolo esemplificativo, ma anche per verificare la buona applicabilità dei metodi di misura G/T descritti, si sono eseguite le procedure di misura relative ai tre metodi suddetti, utilizzando uno stesso apparato ricevente da satellite, con antenna a paraboloide avente un diametro di 1,1 m ed un convertitore SHF, per la banda degli 11 GHz. La distanza R di misura utilizzata per il 1° ed il 2° metodo è di circa 52 m, che assicura una buona uniformità del campo e.m. secondo i criteri detti in precedenza.

6.1 PRIMO METODO

Con la disposizione di misura di figura 2, i valori misurati sono: $10\ \log P = -17$ dB(mW), $10\ \log P' = -34$ dB(mW).

Essendo noto il guadagno dell'antenna campione: $10\ \log G_s = 23{,}0$ dB, dalla [5] si ricava: $10\ \log G = 40$ dB.

Si è anche ricalcolato G, dalle [5], [6] e [7] essendo noti: $P_A = 0{,}25\ \mu W$, $10\ \log G_T = 13{,}0$ dB e $R = 52$ m. Si ottiene dapprima: $10\ \log \Phi = -98{,}3$ dB(W/m²); essendo $G_c = 53{,}5$ dB, si ricava: $10\ \log G = 40{,}1$ dB, in buon accordo con il valore precedente. La misura di G consente anche di dedurre il valore dell'efficienza η dell'antenna. Infatti essendo $D = 1{,}1$ m, $\lambda = 2{,}71$ cm, assumendo $10\ \log \alpha = -0{,}1$ dB, dalle (1) e (4) si ricava: $\eta = 0{,}63 \div 0{,}64$.

Per la determinazione della cifra di rumore f del convertitore SHF, in base alle relazioni [10] e [11], si sono eseguite misure con il generaratore di rumore HP 346 B avente un valore di «excess noise» di $10\ \log E_N = 15{,}6$ dB. I valori ottenuti sono i seguenti: $10\ \log N_2 = -47$ dB(mW), $10\ \log N_1 = -60{,}5$ dB(mW), a cui corrisponde un valore di 10 logY pari a 13,5 dB. Dalla [11], essendo $T_c = 300$ K, si ricava:

$$10\ \log F = 2{,}2\ \text{dB}, \quad T_e = 192\ \text{K}.$$

Per calcolare G/T si è assunto $T_a = 50$ K; si ottiene:

$$G/T = 16{,}0\ \text{dB}(K^{-1})$$

6.2 SECONDO METODO

Con la disposizione di misura di figura 4, i valori misurati sono: $10\ \log P = -17$ dB(mW), $10\ \log N' = -60{,}5$ dB(mW), $10\ \log N = -63{,}5$ dB(mW), $10\ \log P_s = -34$ dB(mW), $10\ \log N_E = -49$ dB(mW), $10\ \log N_o = -60{,}5$ dB(mW).

Essendo noti $10\ \log G_s = 23{,}0$ dB, $10\ \log E_N = 15{,}6$ dB, dalla [21], essendo $\tau = 1$ e $\beta = 1$, si ottiene:

$$G/T = 16{,}1\ \text{dB}(K^{-1})$$

6.3 TERZO METODO

Con la disposizione di misura di figura 7, si sono misurati i valori di $L_1 = 17$ dB, $L_2 = 16{,}5$ dB, $L_3 = 3$ dB.

Essendo noti $10\ \log G_s = 23{,}0$ dB, $10\ \log E_N = 15{,}6$ dB, dalla [33] si ottiene:

$$G/T = 16{,}1\ \text{dB}(K^{-1})$$

Si osserva che le misure sono state eseguite utilizzando componenti e valori dei parametri come riportato in Tabell 2, che sono diversi da quelli riportati in Tabella 1.

TABELLA 2

Parametri	Valori
Frequenza del segnale ricevuto	11,055 GHz
Frequenza nominale (f_1) dell'oscillatore locale (OL1)	10,000 GHz
1ª F.I.	1.055,00 MHz
Frequenza nominale (f_2) dell'oscillatore locale (OL2)	1.189,26 MHz
2ª F.I.	134,26 MHz
Frequenza (f_3) dell'oscillatore locale (OL3)	350,00 MHz
Filtro passa-banda: frequenza centrale	215,74 MHz
larghezza di banda (3dB)	60 MHz
Amplificatore limitatore: potenza di uscita	6 dB(mW)
Attenuatore variabile SHF (ATT1)	0 – 80 dB
Attenuatore variabile UHF (ATT2)	0 – 130 dB

Per quanto riguarda la precisione delle misure eseguite, si osserva che i valori rilevati nelle prove (tramite un analizzatore di spettro HP 8562A) sono generalmente arrotondati a ±1 dB oppure a ±0,5 dB, essendo l'incertezza di lettura del livello (tramite il marker dell'analizzatore di spettro) di alcuni decimi di decibel, a causa della presenza di rumore.

I valori di G/T ricavati con i vari metodi di misura si presentano molto ben concordanti, essendosi in alcuni casi effettuate misure del tutto simili, che hanno portato a ricavare gli stessi valori (entro le incertezze di misura), pur essendo il metodo di misura formalmente diverso.

7. **Conclusioni**

Sono stati descritti tre metodi di misura di G/T di un sistema ricevente da satellite, mettendo in evidenza la procedura di misura. Il primo metodo è applicabile soltanto se G e T sono misurabili separatamente, cioè quando l'antenna ed il convertitore SHF sono due unità separabili. In caso contrario occorre applicare gli altri due metodi di misura, che presentano anche il vantaggio di tenere in conto gli eventuali disadattamenti d'impedenza presenti fra l'antenna ed il convertitore SHF.

Le misure effettuate su un sistema ricevente da satellite nella banda degli 11 GHz, hanno consentito di verificare la buona applicabilità dei vari metodi di misura ed anche l'ottima concordanza fra i valori di G/T ottenuti. Tuttavia, l'incertezza totale della misura di G/T è stimabile intorno a ±0,5 dB, cioè almeno pari all'incertezza di misura dei livelli dei segnali.

È opportuno osservare che l'uso di più metodi di misura di G/T ed in particolare del metodo «classico» (determinazione separata di G e di T) e dei metodi diretti, consente di stimare con buona approssimazione il valore della temperatura equivalente di rumore T_a relativa all'antenna. Infatti, l'ottima concordanza fra i valori di G/T ottenuti, sia con il metodo «classico», sia con i metodi diretti rappresenta una conferma della stima del valore di T_a, che nei calcoli relativi al 1° metodo (quello «classico») è stato assunto pari a 50 K.

(3996)

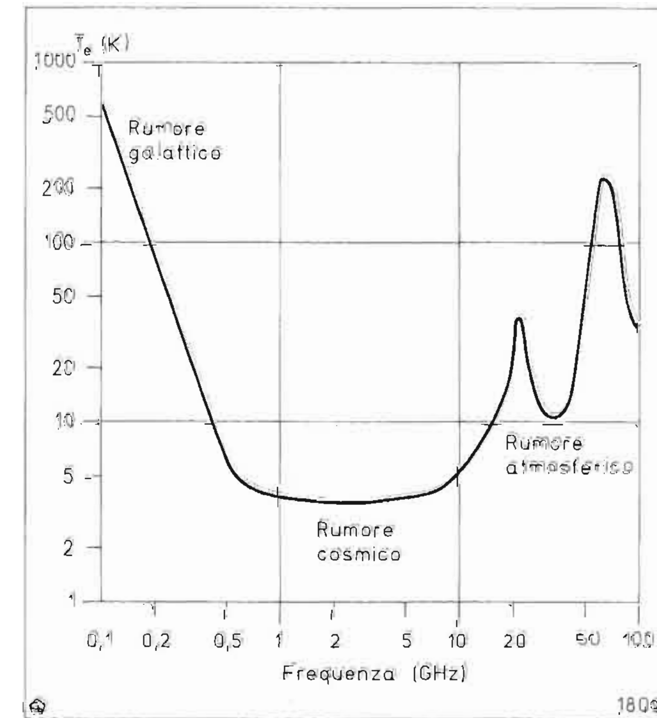


Fig. A1 — Temperatura equivalente del rumore T_e incidente sull'antenna, in funzione della frequenza.

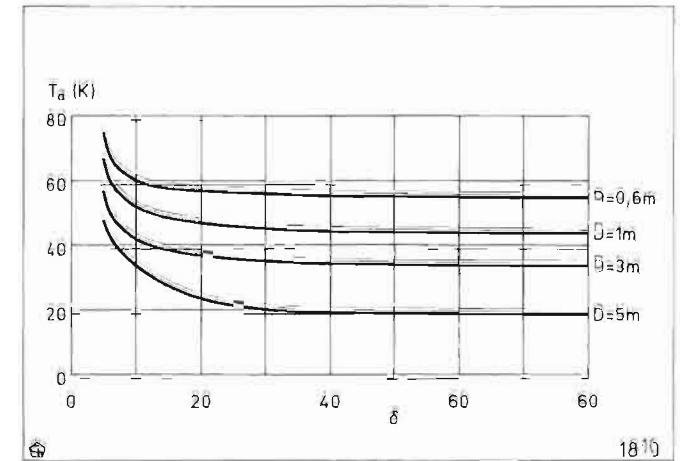


Fig. A2 — Temperatura equivalente di rumore T_a dell'antenna, in funzione dell'angolo di elevazione δ, con parametro il diametro D del paraboloide.

APPENDICE A

TEMPERATURA DI RUMORE DELL'ANTENNA

La temperatura di rumore dell'antenna dipende da numerosi fattori e principalmente dalla frequenza, dal diametro D dell'antenna e dall'angolo di elevazione δ dell'antenna stessa[4].

In figura A1 è riportato l'andamento della temperatura equivalente T_e del rumore incidente sull'antenna, in funzione della frequenza, mentre nella figura A2 è riportata la temperatura equivalente di rumore T_a dell'antenna in funzione dell'angolo di elevazione δ, avendo assunto come parametro il diametro D del paraboloide. Si osserva che il valore di T_a di antenne con diametro D piccolo è maggiore del valore di T_a di antenne con diametro D grande, in quanto le prime hanno un diagramma di direttività con apertura (a – 3 dB) di valore più grande delle seconde, cioè che raccoglie più rumore.

APPENDICE B

COERENZA DI FASE DEL CAMPO E.M.

Al fine di ottenere che i contributi del campo e.m. provenienti dall'antenna trasmittente giungano sufficientemente in fase sul piano di apertura dell'antenna ricevente, la distanza fra antenna trasmittente (T) ed antenna ricevente deve essere tale che (vedi figura B1) lo sfasamento relativo dei contributi del campo e.m. non sia superiore a $\pi/8$.

Lo sfasamento massimo si ha ai bordi del paraboloide dove vale la relazione:

4. L'angolo di elevazione δ è quello formato dalla direzione del lobo principale del diagramma di direttività dell'antenna con il piano orizzontale.

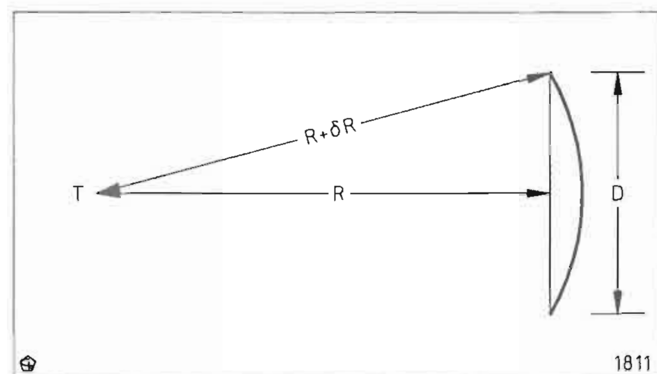


Fig. B1 — Determinazione della distanza R per ottenere una buona coerenza del campo e.m. nel piano di apertura dell'antenna, illuminata da una sorgente puntiforme.

[1B] $R^2 + (D/2)^2 = (R + \delta R)^2$

Imponendo di non superare lo sfasamento di $\pi/8$, cioè:

[2B] $\delta R \leq \frac{1}{8} \frac{\lambda}{2}$

si ottiene il valore della distanza minima R:

[3B] $R \geq \frac{2\,D^2}{\lambda} - \frac{\lambda}{32} \approx \frac{2\,D^2}{\lambda}$

UNIFORMITÀ DEL CAMPO E.M.

Per ottenere che il campo e.m. generato da un'antenna trasmittente, con diametro D_2, giunga sul piano di apertura dell'antenna ricevente, con diametro D_1, avendo una intensità sufficientemente uniforme (entro 1 dB), occorre (vedi figura B2) che l'angolo (D_1/R) con cui dall'antenna trasmittente è vista l'apertura (D_1) dell'antenna ricevente sia molto inferiore (almeno 4 volte inferiore) rispetto all'angolo ($2\lambda/D_2$) compreso fra i minimi del lobo principale del diagramma d'irradiazione dell'antenna trasmittente (vedi ancora figura B2), cioè deve essere verificata la relazione:

[4B] $\frac{D_1}{R} \leq \frac{1}{4} \frac{2\lambda}{D_2}$

da cui si ricava:

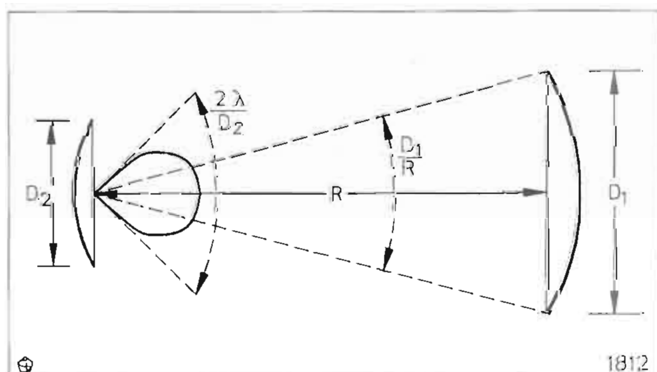


Fig. B2 — Determinazione della distanza R fra le antenne trasmittente e ricevente per ottenere una buona uniformità del campo e.m. nel piano di apertura dell'antenna ricevente (con diametro D_1).

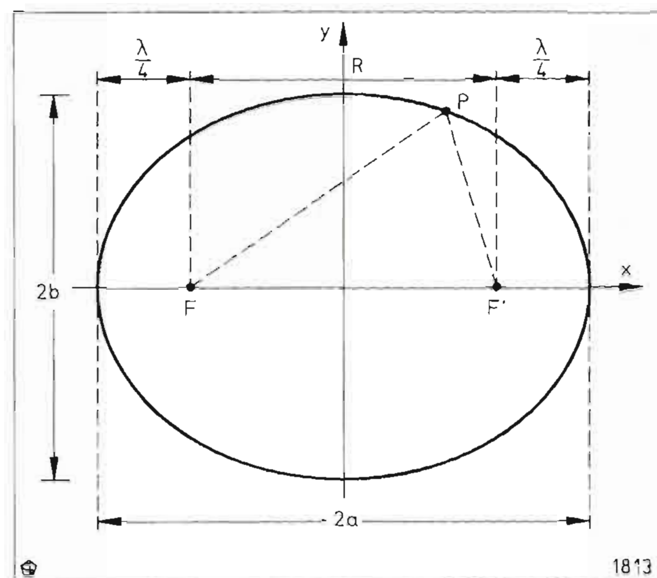


Fig. B3 — Sezione verticale dell'ellissoide di Fresnel.

[5B] $R \geq \frac{2\,D_1\,D_2}{\lambda}$

ELLISSOIDE DI FRESNEL

La trasmissione di un segnale dall'antenna trasmittente a quella ricevente non segue soltanto il percorso diretto fra le due antenne, ma subisce anche delle diffrazioni da parte sia del terreno, sia di oggetti circostanti, quali edifici, alberi, asperità del terreno, ecc.

Affinché il segnale ricevuto sia costituito prevalentemente dall'onda diretta e soltanto in misura trascurabile da quella diffratta, occorre che la diffrazione del segnale trasmesso avvenga ad una distanza, dalla congiungente le due antenne, tale da non introdurre un apprezzabile contributo.

In particolare si considerano i casi in cui la differenza fra il percorso del raggio diretto e quello relativo al raggio diffratto sia pari a multipli interi di mezza lunghezza d'onda ($n\lambda/2$). In tal modo si individua una famiglia di superfici, costituite da ellissoidi. Nel caso di $n = 1$ si individua il primo ellissoide di Fresnel, entro il quale non vi devono essere oggetti diffrangenti.

Considerando il trasmettitore ed il ricevitore posizionati nei fuochi dell'ellissoide, la sezione verticale dell'ellissoide è costituita da un'ellisse, come indicato in figura B2.

È noto che i punti dell'ellisse hanno distanze dai fuochi con somma costante e pari all'asse maggiore dell'ellisse. Pertanto, con riferimento alla figura B3, si ha:

[6B] $PF + PF' = 2a$

Il primo ellissoide di Fresnel è definito dalla condizione:

[7B] $2a = R + \lambda/2$

Inoltre, fra i semidiametri (a e b) dell'ellisse e la distanza R tra i fuochi vale la relazione:

[8B] $a^2 - b^2 = (R/2)^2$

da cui, tenendo conto della [7B], si ricava:

[9B] $b \approx \frac{1}{2} \sqrt{R\,\lambda}$

APPENDICE C

CIFRA DI RUMORE E SOMMA DEI CONTRIBUTI DI RUMORE

CIFRA DI RUMORE

È noto che l'amplificazione di un segnale da parte di un dispositivo elettronico (amplificatore, convertitore di frequenza, ecc.) comporta sempre anche l'introduzione di rumore in aggiunta a quello presente in entrata.

In pratica, se G_d è l'amplificazione del dispositivo elettronico, la potenza di rumore disponibile all'uscita è composta da due contributi non correlati fra di loro, cioè la potenza di rumore d'entrata amplificata e quella N_d introdotta dal dispositivo:

[1C] $N_u = N_i\,G_d + N_d$

La potenza di rumore d'entrata N_i, che viene amplificata è quella relativa alla banda B del dispositivo misurato o del sistema di misura (quella che risulta minore) e dipende dalla temperatura assoluta della sorgente T_s (in genere assunta pari alla temperatura di riferimento ($T_o = 290$ K) e dalla costante di Boltzman ($k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$) tramite la relazione:

[2C] $N_i = kT_oB$

La cifra di rumore f è definita dal rapporto fra la potenza di rumore N_u e quella che si sarebbe ottenuta in uscita se il dispositivo non avesse introdotto rumore N_i G_d:

[3C] $f = \frac{N_u}{N_i\,G_d} = \frac{kT_oBG_d + N_d}{kT_oBG_d}$

La potenza di rumore introdotta dal dispositivo può anche essere espressa in termini di temperatura equivalente T_e d'entrata mediante la relazione:

[4C] $N_d = kT_eBG_d$

Quindi la cifra di rumore espressa dalla relazione [3C] diventa:

[5C] $f = \frac{T_o + T_e}{T_o} = 1 + \frac{T_e}{T_o}$

Pertanto, il comportamento di un dispositivo elettronico dal punto di vista del rumore introdotto può essere espresso mediante la cifra di rumore f oppure mediante la sua temperatura equivalente T_e. Il primo parametro (f) è usato di preferenza per caratterizzare i sistemi di comunicazione terrestri, mentre il secondo parametro (T_e) viene usato per caratterizzare i sistemi di comunicazione spaziali ed in particolare i sistemi riceventi da satellite.

Tenendo conto che il guadagno G_d è esprimibile anche come rapporto fra la potenza di segnale di uscita S_u e la potenza di segnale d'entrata S_i:

[6C] $G_d = S_u/S_i$

dalla relazione [3C], introducendovi la [6C], si ha:

[7C] $f = \frac{S_u/n_u}{S_i/N_i}$

cioè la cifra di rumore esprime anche la degradazione del rapporto segnale/rumore fra entrata ed uscita, a causa del rumore introdotto dal dispositivo attivo.

La misura della cifra di rumore viene spesso effettuata utilizzando un generatore di rumore, caratterizzato dal parametro E_N (excess noise ratio), usualmente espresso in dB. Tale parametro rappresenta l'incremento della potenza di rumore che il generatore introduce rispetto a quella prodotta dalla sua impedenza interna, alla temperatura di riferimento T_o. Indicando con T_h la temperatura equivalente a quella del rumore introdotto dal generatore si ha:

[8C] $E_N = \frac{kT_hB + kT_oB}{kT_oB} = 1 + \frac{T_h}{T_o}$

La cifra di rumore si ottiene misurando la potenza di rumore in uscita dal dispositivo attivo, dapprima con il generatore di rumore (N_2) e poi senza il generatore di rumore, spento o sostituito dalla sua impedenza d'uscita, che si trova alla temperatura T_c (N_1), che in genere non coincide con T_o. Il rapporto fra le suddette due potenze di rumore viene usualmente indicato come fattore Y:

[9C] $Y = \frac{N_2}{N_1} = \frac{kT_hBG_d + N_d}{kT_cBG_d + N_d}$

Ricordando la relazione [4C], si ottiene:

[10C] $Y = \frac{T_h + T_e}{T_c + T_e}$

Risolvendo rispetto a T_e, si ricava:

[11C] $T_e = \frac{T_h - YT_c}{Y - 1}$

Dalla relazione precedente, tramite le relazioni [5C] e [8C], si ottiene la cifra di rumore, come riportato nella relazione [11] e qui ripetuta:

[12C] $f = \frac{E_N - (T_c/T_o - 1)}{Y - 1}$

SOMMA DEI CONTRIBUTI DI RUMORE

La somma dei contributi di rumore dovuta a più stadi in cascata si ottiene tenendo conto che la potenza di rumore all'uscita di ciascun stadio è costituita dalla potenza di rumore dovuta alla T_e di quello stadio e della potenza di rumore presente all'entrata. La potenza di rumore disponibile all'uscita del primo stadio vale, tenendo conto della relazione [2C]:

[13C] $N_{d1} = kT_sBG_{d1} + kT_{e1}BG_{d1}$

La potenza di rumore disponibile all'uscita del secondo stadio vale:

[14C] $N_{d2} = kT_sBG_{d1}G_{d2} + kT_{e1}BG_{d1}G_{d2} + kT_{e2}BG_{d2}$

Ma la potenza N_{d2} può anche essere definita considerando i due stadi come una singola entità con guadagno $G_{d12} = G_{d1}\,G_{d2}$ ed una temperatura equivalente di rumore T_{e12}:

[15C] $N_{d2} = kT_s B G_{d12} = kT_{e1}\, B G_{d12}$

Uguagliando la [14C] con la [15C] si ricava:

$$[16C] \quad T_{e12} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{d1}}$$

Ricordando la relazione [5C], che lega la cifra di rumore f alla temperatura equivalente di rumore T_e, si ottiene:

$$[17C] \quad f_{12} = f_1 + \frac{f_2 - 1}{G_{d1}}$$

Con procedimento analogo si può ricavare la cifra di rumore totale di tre o più stadi in cascata, essendo note le cifre di rumore di ciascun stadio ed i rispettivi guadagni.

BIBLIOGRAFIA

1. - K. Ohmaru, Y. Mikuni: *Direct G/T measurement for satellite broadcasting receivers*, «IEEE Transactions on Broadcasting», Vol. BC-30, No. 2, (June 1984), p. 38-43.
2. - Hewlett-Packard: *Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements*, «Application Note 57-1», (July 1983).
3. - Tri T. Ha: *Digital Satellite Communications*, (July 1983).
4. - Hirao Isono and Kenij Ohmaru: *A new method for measuring satellite broadcast field intensity and a measurement method for antenna gain and G/T using a satellite broadcast signal*, «NHK Laboratories Notes», Serial N. 361, (Sept. 1988).
5. - IEC doc. 12A (Central Office) 149, (April 1991).

EVOLUZIONE DEI COLLEGAMENTI TELEVISIVI DI CONTRIBUTO SU FIBRE OTTICHE

VINCENZO SARDELLA*

SOMMARIO — L'articolo presenta le recenti soluzioni adottate per i sistemi di trasmissione in fibra ottica che operano sulla rete dei collegamenti di contributo della RAI. Questa rete è destinata al trasferimento di segnali sia video che audio di elevata qualità tra i diversi Centri di Produzione TV della RAI e tra questi e studi esterni o punti fissi della cerchia urbana nei quali vengono effettuate frequentemente riprese televisive. Sono esaminate le tecniche che hanno consentito un miglioramento nelle prestazioni, nella affidabilità, nella capacità trasmissiva e nella versatilità dei sistemi in fibra ottica. I prototipi degli apparati sono stati progettati e sviluppati al Centro Ricerche della RAI. Viene dato, infine, un accenno alla evoluzione dei collegamenti in relazione ai segnali televisivi ad alta definizione.

*SUMMARY — **Evolution of TV contribution links on optical fibres.** This paper deals with the recent solutions adopted for the optical fibre transmission systems which operate on the RAI contribution network. These systems are generally used in urban areas and their main features are the very good reliability and the possibility of transferring high-quality signals, both video and audio. The optical fibre systems can be directly interfaced with the point-to-point connections made by terrestrial or satellite links which complete the contribution network. The RAI Research Centre has designed and developed the prototypes of a series of equipment which have permitted a continuous improvement in performance and an optimisation of the links. In developing this implementation a particular importance both to the easiness of re-configurating the whole network or a portion of it and to the intervention quickness in the case of failure was given. At present, the systems are based on a single mode optical fibre network and on equipment operating in the second and third optical window (wavelength around 1310 nm and 1550 nm). The adoption of the Wavelength Division Multiplexing (WDM) technique has allowed an improvement both in the transmission capacity and in the versatility of the links, some of which were used in a bi-directional mode. The protection against link interruptions, caused by accidental damage or breakage of the optical cable, is assured by a protection system based on the routing diversity, in which the same signal reaches the receiver through two independent and separate paths. The two optical fibre lines are always fed by the same signal and at the receiving side an optical switch, normally positioned on the preferential line, commutates to the emergency line when the signal is absent on the preferential line, but it is present on the emergency one. Since the transmitters use the Distributed FeedBack (DFB) lasers as optical sources, the noise performance of these components and the problems arising from optical reflections were examined. The developed systems, with transmitters in the third window, can cover distances of about 60 kilometres with values of unweighted video S/N ratio higher than 65 dB. Finally, the paper briefly considers the evolution of the links as regards the high-definition television signals.*

1. Introduzione

Il Centro Ricerche della RAI ha, fin dall'inizio degli anni '80, progettato e sperimentato sistemi di trasmissione in fibra ottica da utilizzarsi sulla rete dei collegamenti di contributo della RAI. Questi sistemi collegano, in genere, i Centri di Produzione TV con studi esterni e con punti fissi della cerchia urbana nei quali vengono effettuate più frequentemente riprese televisive in occasione di avvenimenti di attualità politica, sportiva o dello spettacolo e portano ad uno studio di ripresa il segnale che, insieme con altri, concorre a formare il programma televisivo.

Analoghi collegamenti sono poi utilizzati tra i Centri di Produzione ed i trasmettitori circolari e tra i Centri di Produzione ed i punti di attestamento dei ponti radio per il trasferimento dei segnali e dei programmi da e verso le altre Sedi RAI o sui circuiti internazionali.

Caratteristiche fondamentali di questi collegamenti, che operano in ambito urbano e sono destinati esclusivamente ad usi interni, sono la grande affidabilità e la possibilità di trasferire segnali sia video che audio di elevata qualità su distanze variabili da alcune centinaia di metri fino a circa 20 km. La richiesta di notevole affidabilità deriva dal fatto che molti dei segnali coinvolti sono destinati alla trasmissione in diretta; d'altro canto deve essere assicurata la miglior qualità possibile a segnali che devono essere successivamente trattati nel Centro di Produzione per formare il programma completo o che devono percorrere numerose tratte in ponte radio subendo ulteriori degradazioni.

I sistemi a fibre ottiche hanno poco alla volta sostituito i sistemi in cavo coassiale i quali, in passato, hanno assicurato buone prestazioni per distanze fino a circa 7 km (bibl. 1). Oltre ad una grande capacità trasmissiva e ad un ridotto ingombro dei cavi, i sistemi a fibre ottiche presentano i vantaggi di utilizzare un mezzo trasmissivo com-

* Ing. Vincenzo Sardella del Centro Ricerche RAI - Torino.
Dattiloscritto pervenuto alla redazione il 6 ottobre 1992.

pletamente dielettrico, quindi insensibile a disturbi elettromagnetici e interferenze.

Ragioni di compatibilità con le apparecchiature esistenti, qualità dei segnali da trasmettere, ed anche l'esigenza di rendere minima l'introduzione di nuovi apparati, hanno fatto sì che la tecnica di trasmissione usata per i sistemi a fibre ottiche sia stata di tipo analogico. Un'altra caratteristica importante dei collegamenti di contributo è il fatto di operare in modulazione di frequenza alla frequenza intermedia dei ponti radio televisivi (70 MHz), cosa che rende possibile unire direttamente, senza passaggi in banda base, collegamenti in fibra ottica con collegamenti in ponte radio, e viceversa.

Il Centro Ricerche della RAI ha seguito l'evoluzione della componentistica elettro-ottica attiva e passiva progettando e sviluppando i prototipi di una serie di apparati che hanno consentito un miglioramento continuo nelle prestazioni ed una ottimizzazione dei collegamenti. La realizzazione delle serie nelle quantità opportune è stata affidata a ditte esterne.

In un precedente articolo su questa rivista sono stati presentati sistemi basati su fibre ottiche multimodali e su componenti operanti nella seconda finestra ottica (lunghezza d'onda nell'intorno di 1310 nm) (bibl. 2). In questo articolo viene presentata l'evoluzione di questi sistemi attuata con l'utilizzo di componenti monomodali (a 1310 nm e 1550 nm, seconda e terza finestra ottica) e con l'adozione di tecniche per migliorare l'affidabilità della rete e sfruttare ulteriormente la elevata capacità trasmissiva delle fibre ottiche monomodali. Viene dato, infine, un accenno alla evoluzione dei collegamenti in relazione alla televisione ad alta definizione.

2. Collegamenti con led e fibre monomodali

Gli apparati elettro-ottici realizzano un collegamento a frequenza intermedia (FI: 70 MHz), per cui, nel caso sia necessario un collegamento in banda base, bisogna utilizzare una coppia modulatore-demodulatore di frequenza. Per mantenere l'elevata qualità dei segnali richiesta e la facilità di interconnessione con il resto della rete, su ogni fibra ottica viene inviato un solo segnale televisivo e fino a 6 segnali audio di qualità trasmessi in sottoportante.

La struttura meccanica dei telai che contengono gli apparati è la N2, ma gli stessi apparati sono compatibili con la tecnica N1 utilizzando appositi contenitori 19". Come si può vedere dalla fotografia di figura 1, un telaio N2 alloggia 6 cassetti trasmettitori o ricevitori alimentati, a gruppi di 3, da due alimentatori, uno riserva attiva dell'altro. La realizzazione di questi apparati ha richiesto lo sviluppo di una sistemistica nuova in cui è stata data particolare importanza alla facilità di riconfigurazione di tutta o di una parte della rete e alla rapidità e tempestività di intervento in caso di avaria.

Per rendere più flessibile la rete e la gestione dei collegamenti, i cassetti sono intercambiabili tra loro dal punto di vista meccanico, elettrico ed ottico, ed i telai possono accettare indifferentemente nelle diverse posizioni cassetti trasmettitori o ricevitori.

Per quanto riguarda il collegamento ottico i cassetti sono equipaggiati con connettori ad innesto al fine di permettere una rapida sostituzione dell'apparato. Per assicurare buone prestazioni nei riguardi della attenuazione e della potenza riflessa (l'influenza delle riflessioni dei connettori sulle caratteristiche del segnale video è stata esaminata in bibl. 2), i connettori sono del tipo a contatto fisico e lappatura convessa. I componenti elettro-ottici utilizzati sono led che emettono alla lunghezza d'onda di 1310 nm (con fibra ottica monomodale) e fotorivelatori a pin-fet.

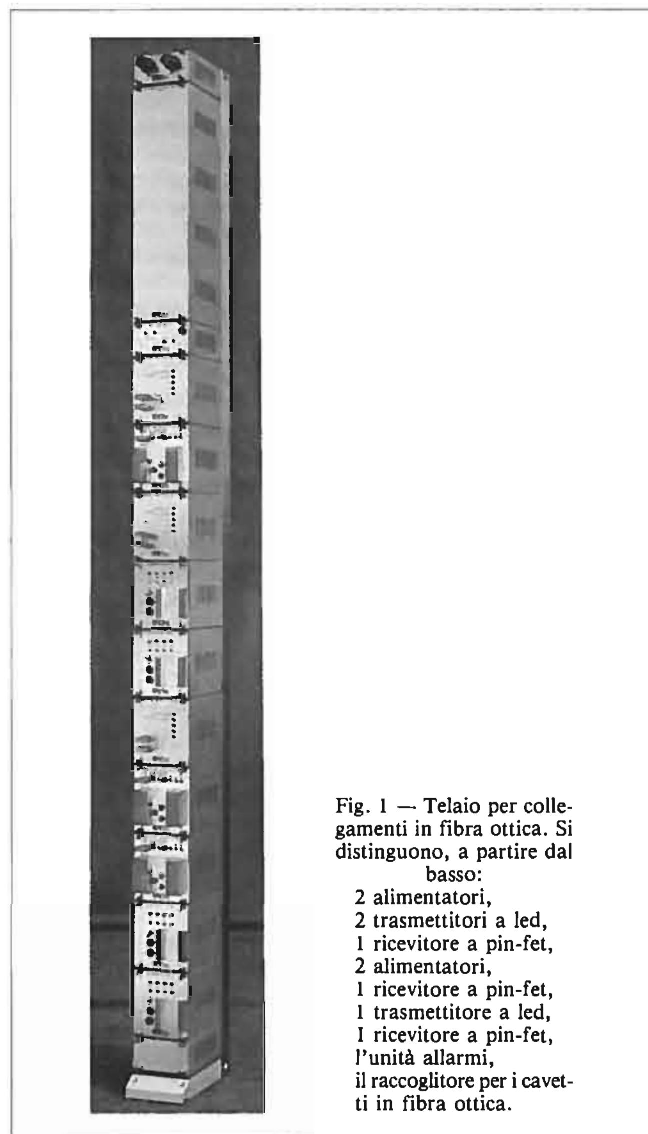


Fig. 1 — Telaio per collegamenti in fibra ottica. Si distinguono, a partire dal basso:
2 alimentatori,
2 trasmettitori a led,
1 ricevitore a pin-fet,
2 alimentatori,
1 ricevitore a pin-fet,
1 trasmettitore a led,
1 ricevitore a pin-fet,
l'unità allarmi,
il raccoglitore per i cavetti in fibra ottica.

Le caratteristiche elettriche dei convertitori elettro-ottici riferite alla banda 70 MHz ÷ 12 MHz sono le seguenti:

Trasmettitore:
- Livello d'ingresso: 0 dBm nom. (−6 ÷ +10 dBm)
- Impedenza d'ingresso: 75 Ω
- Adattamento d'ingresso: ≥ 32 dB

Ricevitore:
- Livello d'uscita: +5 dBm ± 0,2 dB (2 uscite)
- Impedenza d'uscita: 75 Ω
- Adattamento d'uscita: ≥ 32 dB

Collegamento complessivo:
- Curva livello-frequenza: entro 0,3 dB
- Curva rit. di gruppo-frequenza: entro 3 ns

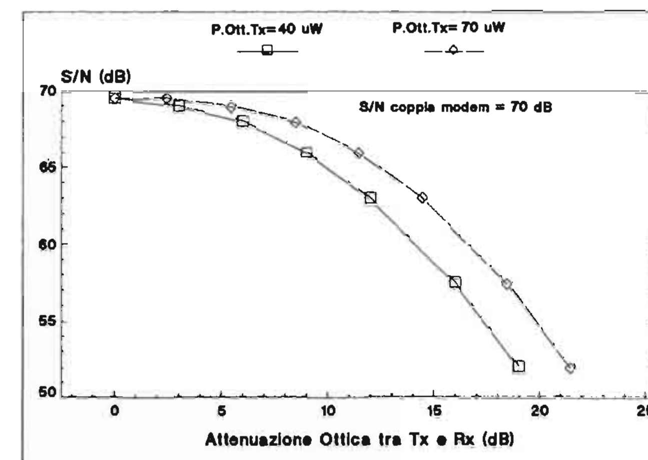


Fig. 2 — Collegamenti con led e fibre monomodali - S/N video non pesato in funzione dell'attenuazione ottica tra Tx e Rx.

L'aver mantenuto la modulazione di frequenza come tecnica di modulazione del segnale elettrico, fa sì che, per le distanze di interesse, l'introduzione del collegamento ottico si ripercuota solamente come possibile peggioramento del rapporto segnale-rumore, mentre le altre caratteristiche del segnale video non vengono alterate e rimangono quelle relative alla coppia modulatore-demodulatore. La figura 2 riporta l'andamento del rapporto segnale-rumore video non pesato (S/N) in funzione dell'attenuazione ottica per questi collegamenti. Le due curve si riferiscono ai due casi estremi di potenza emessa dai led, entro cui si collocano i valori dei vari dispositivi. Se si impone come limite inferiore accettabile del rapporto S/N per questi collegamenti il valore di 64 dB, si vede come nel caso peggiore l'attenuazione ottica sopportabile tra trasmettitore e ricevitore sia circa 11 dB, corrispondente a 17 ÷ 20 km di collegamento. Per basse attenuazioni la curva si avvicina al valore corrispondente al loop elettrico della coppia modulatore-demodulatore usata nelle misure (circa 70 dB).

La scelta del led come sorgente ottica è dovuta al fatto che le potenze emesse sono sufficienti, in base alle attenuazioni in gioco, a garantire le elevate prestazioni dei collegamenti. Anche nella zona di basse attenuazioni ottiche si raggiungono elevati valori di S/N, cosa che non si sarebbe potuta ottenere utilizzando come sorgenti i laser di tipo Fabry-Perot. Il rumore di ripartizione dei modi caratteristico di questi laser avrebbe portato infatti, anche in combinazione con gli effetti dispersivi della fibra ottica, a valori di S/N non compatibili con gli obiettivi di qualità.

3. Miglioramenti nell'affidabilità dei sistemi

L'affidabilità dei componenti elettro-ottici è ormai molto elevata e del tutto comparabile con quella dei tradizionali dispositivi elettronici. Le maggiori possibilità di avaria per questi sistemi il cui cavo segue un percorso in ambito urbano vengono dal danneggiamento o dalla rottura accidentale del cavo ottico. Per questo motivo sono stati successivamente adottati sistemi di protezione a diversità di instradamento, in cui lo stesso segnale giunge al ricevitore tramite due percorsi indipendenti e separati.

Alcune soluzioni disponibili per realizzare la protezione a diversità di instradamento sono schematizzate in figura 3 e sono le seguenti:

A) Commutazioni dei segnali a livello elettrico. In questo modo vengono anche protetti gli apparati elettro-ottici ma il numero di apparati raddoppia e quindi aumenta la complessità del sistema.
B) Divisione di potenza ottica in trasmissione e commutazione elettrica in ricezione. È una soluzione intermedia tra la precedente a la successiva.
C) Divisione di potenza ottica in trasmissione e commutazione ottica in ricezione. Le due linee in fibra ottica sono sempre alimentate dal segnale ed in ricezione viene scelta la linea opportuna.
D) Commutazione ottica in trasmissione e in ricezione. La gestione delle commutazioni è più complicata rispetto al caso precedente in quanto l'informazione di commutazione, presa dal lato ricevente, deve essere trasferita al lato trasmittente.

La scelta, per la maggior parte dei sistemi, è caduta sulla soluzione C in quanto è quella che non implica un aumento nel numero degli apparati trasmettitori e ricevitori, è molto flessibile nei riguardi di una eventuale riconfigurazione della rete o di parte di essa e permette una facile gestione delle commutazioni. Il commutatore ottico è normalmente posizionato sulla linea principale e commuta sulla linea di riserva quando manca il segnale sulla linea principale ma è presente sulla linea di riserva.

La gestione delle commutazioni può essere fatta in modo completamente automatico misurando la potenza

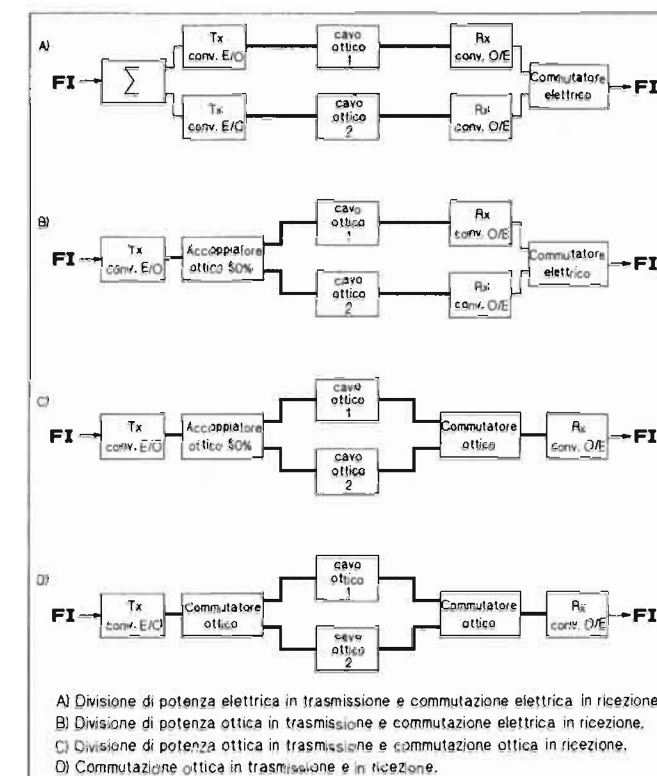


Fig. 3 — Schemi per la realizzazione della protezione a diversità di instradamento.

ottica ricevuta su ciascuna linea prima del commutatore ottico. Questo sistema, che è del tutto generale ed indipendente dai segnali che transitano e che potrebbe avere diversi livelli di allarme per rivelare tempestivamente degradazioni dei componenti in trasmissione, è stato però giudicato troppo complesso e si è preferito ricavare i segnali di commutazione dall'uscita di allarme dei cassetti ricevitori. Questa uscita segnala quando la potenza ottica scende sotto un livello prefissato o quando manca il segnale elettrico che modula la potenza ottica. Un circuito logico gestisce le commutazioni e permette di intervenire manualmente sia localmente che da un punto remoto. In questo modo viene però a mancare un effettivo controllo sulla presenza della potenza ottica sulle due linee, cosa che impedisce il funzionamento completamente automatico del sistema: una volta effettuata la commutazione sulla linea di riserva a seguito di una interruzione sulla linea principale è necessario dare un comando dall'esterno per riportare il commutatore ottico sulla linea principale, dopo che è stata ripristinata la sua funzionalità.

Per alcuni sistemi, considerati più critici riguardo l'affidabilità, è stato implementato lo schema B; in questo modo viene controllata costantemente la presenza del segnale sulle due linee.

4. Adozione della tecnica WDM

Per mezzo della tecnica WDM (Wavelength Division Multiplexing - Multiplazione a lunghezza d'onda) la capacità trasmissiva e la versatilità di un collegamento in fibra ottica possono essere aumentate.

Tale tecnica consiste nel combinare i segnali di più sorgenti ottiche, ciascuna emettente ad una lunghezza d'onda diversa, per inviarli su una stessa fibra. Dal lato ricevente i segnali sono separati a seconda della loro lunghezza d'onda ed inviati ai corrispondenti ricevitori. È anche possibile la trasmissione dei segnali in direzioni opposte sulla stessa fibra, utilizzando lunghezze d'onda diverse nelle due direzioni.

I dispositivi combinatori e separatori sono completamente passivi, la multiplazione avviene a livello ottico ed è quindi indipendente dal tipo di segnali che transitano sul collegamento. La tecnica WDM può essere efficacemente utilizzata per realizzare un ampliamento di una rete in fibra ottica esistente, agendo solo sugli apparati terminali, ed evitando così la posa di nuovi cavi.

Con i dispositivi monomodali attualmente disponibili è possibile sfruttare le due finestre intorno a 1310 nm e 1550 nm e trasmettere un segnale per ogni lunghezza d'onda, raddoppiando in questo modo la capacità di un collegamento.

Lo schema di un collegamento che adotta sia la tecnica WDM che la protezione a diversità di instradamento è riportato in figura 4. L'accoppiatore ottico larga banda in trasmissione ha la duplice funzione di mescolare le due lunghezze d'onda e di dividere il segnale complessivo in parti uguali sulle due porte d'uscita. In ricezione la logica di commutazione, in questo caso, elabora gli allarmi di entrambi i ricevitori e opera solo in presenza di allarme su tutti e due i ricevitori. Il successivo demultiplatore WDM separa le due lunghezze d'onda inviandole ai corrispondenti ricevitori.

Per compensare le perdite aggiuntive introdotte dai nuovi dispositivi passivi presenti sul collegamento (accoppiatore ottico, dispositivi WDM, commutatore ottico, ulteriori connettori ottici) senza penalizzare le prestazioni, è stato necessario utilizzare come sorgenti ottiche i laser DFB (Distributed FeedBack - a reazione distribuita). Grazie alla loro struttura interna, questi laser oscillano su un singolo modo longitudinale sopprimendo i modi laterali di più di 30 dB e sono meno rumorosi dei laser Fabry-Perot, non essendo soggetti al rumore di ripartizione dei modi. Per contro i laser DFB sono sensibili alle riflessioni della potenza ottica (dovute essenzialmente ai connettori) che, rientrando nella cavità laser, peggiora le caratteristiche spettrali e di rumore.

5. Prestazioni dei laser nei confronti del rumore

Il rumore di intensità del laser è un rumore intrinseco alla sorgente ottica dovuto a fenomeni di natura quantistica. Viene quantificato per mezzo del Relative Intensity Noise (RIN) espresso in dB/Hz e definito come:

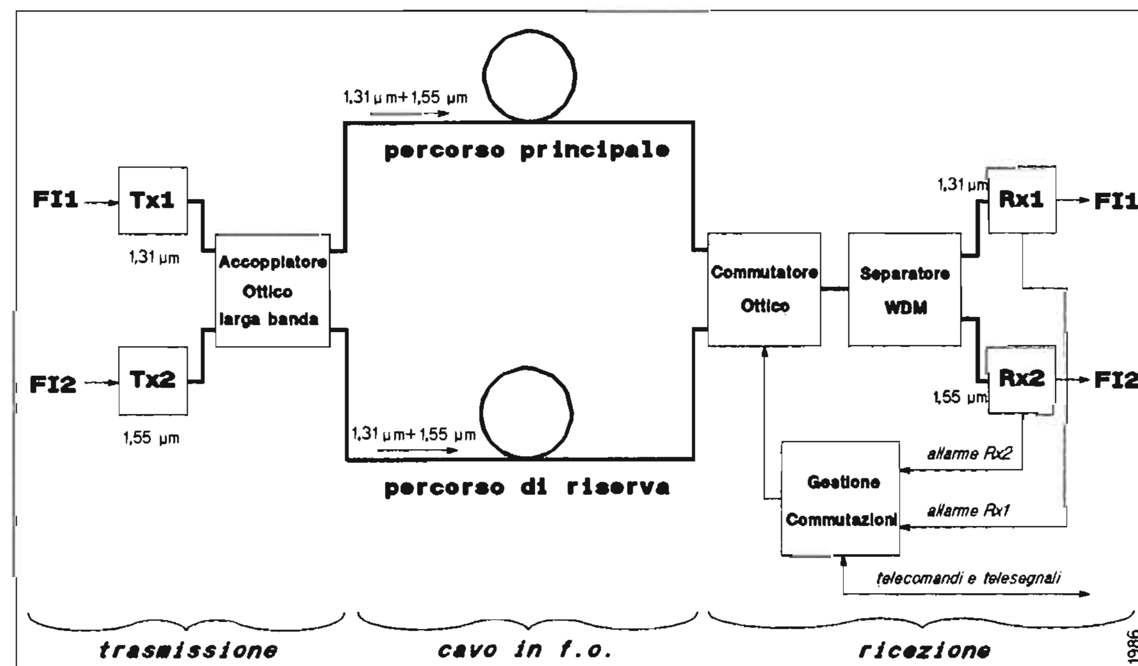


Fig. 4 — Collegamento monodirezionale a divisione di lunghezza d'onda (WDM) con protezione a diversità di instradamento.

$$\mathrm{RIN} = 10 \cdot \log_{10} \frac{<P_n^2>}{P_0^2} \quad (\mathrm{dB/Hz})$$

dove:

P_n = Potenza di rumore di intensità del laser (W);

P_0 = Potenza media di emissione del laser (W).

Questo contributo di rumore si somma agli altri contributi di rumore presenti in un sistema in fibra ottica (rumore di rivelazione o Shot noise e rumore tecnico) per cui il rapporto tra la potenza di segnale e la potenza di rumore del segnale elettrico all'uscita di un fotorivelatore a diodo pin è data da:

[1]

$$\frac{C}{N} = \frac{0{,}5 \cdot m^2 \cdot R^2 \cdot Pr^2}{10^{RIN/10} \cdot B \cdot R^2 \cdot Pr^2 + 2 \cdot e \cdot B \cdot R \cdot Pr + 4 \cdot k \cdot T \cdot F \cdot B / R_1}$$

dove:

- m: indice (o profondità) di modulazione della potenza ottica;
- R: responsività del fotodiodo *(A/W)* definita come il rapporto tra potenza media incidente *(Pr)* e corrente generata;
- Pr: valor medio della potenza ottica incidente sul fotorivelatore;
- RIN: Relative Intensity Noise della sorgente ottica;
- B: banda equivalente di rumore;
- e: carica dell'elettrone;
- k: costante di Boltzmann;
- T: temperatura assoluta;
- F: cifra di rumore dell'amplificatore;
- R_1: resistenza di carico del fotodiodo.

Il rapporto segnale-rumore dopo la demodulazione è legato al *C/N* dai parametri caratteristici della modulazione di frequenza. Nel nostro caso, per il segnale video, vale la relazione:

[2]
$$\frac{S}{N} = \frac{C}{N} + 15{,}2 \quad (\mathrm{dB})$$

dove *S/N* è il rapporto segnale-rumore video non pesato.

Il *RIN* del laser può aumentare se parte della potenza ottica emessa viene rimandata all'interno della cavità laser da discontinuità ottiche presenti lungo il collegamento. Il comportamento dei laser DFB in presenza di riflessioni ottiche esterne è stato analizzato sia in via teorica che sperimentale (bibl. 3). Sono state condotte misure su un certo numero di laser per poter identificare quelli più adatti per la specifica applicazione. La figura 5 riporta la variazione del *RIN* (misurato in presenza di segnale elettrico applicato al laser) in funzione della riflessione ottica (rapporto tra la potenza emessa e la potenza che rientra nella cavità laser) per alcuni tipi di laser emettenti a 1550 nm.

Al fine di non degradare le prestazioni dei laser sono stati utilizzati per i componenti passivi connettori ottici tipo SC-PC che garantiscono valori di perdita di ritorno[1] migliori di 40 dB. Tutti gli altri componenti ottici presenti sul collegamento (accoppiatori, commutatori, dispositivi WDM) hanno ugualmente valori elevati di perdita di ritorno, per cui le caratteristiche dei laser non vengono peggiorate anche in presenza di un certo numero di componenti in cascata, a meno che non si verifichino interruzioni sul collegamento.

Dallo schema di figura 4 si può notare infatti che se si verifica una interruzione su uno dei due percorsi a causa di una rottura della fibra ottica o dell'apertura di un connettore, i trasmettitori ricevono una potenza riflessa dalla discontinuità pari, nel caso peggiore, ad una perdita di ritorno di circa 21 ÷ 22 dB (14 dB circa per la discontinuità vetro-aria più la attenuazione dell'accoppiatore e dei connettori valutata per i due sensi di percorrenza). In questo caso il *RIN* dei migliori laser di figura 5 assume valori di circa − 133 dB/Hz e le prestazioni complessive del collegamento risultano degradate (ma pur sempre adeguate) nella parte corrispondente ad elevati S/N come specificato dalla curva a punti di figura 6 ricavata dalla [1] e dalla [2]. Questa figura riporta l'andamento del rapporto S/N video non pesato in funzione della potenza ottica ricevuta

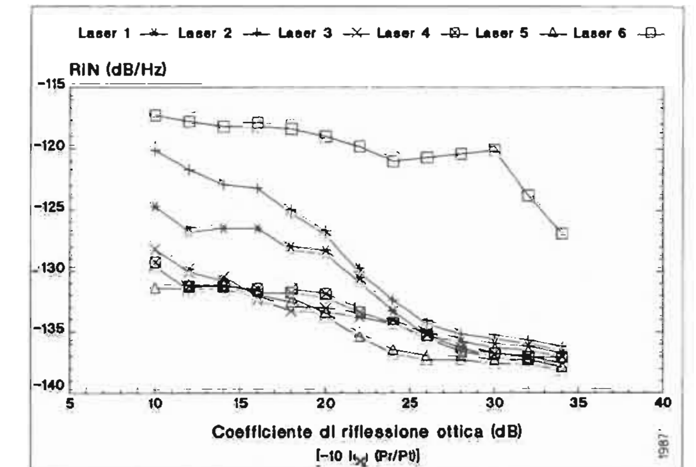


Fig. 5 — RIN di alcuni laser in funzione della riflessione ottica (nella banda 56,6 ÷ 83,5 MHz).

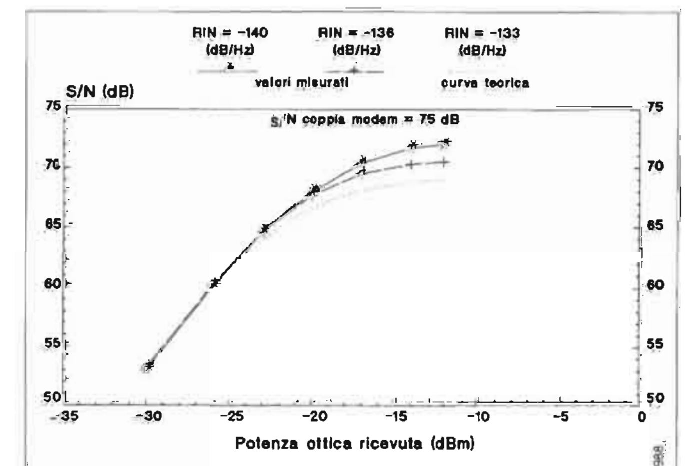


Fig. 6 — Collegamenti con laser - S/N video non pesato in funzione della potenza ottica ricevuta.

1 La perdita di ritorno di un connettore è definita come:

$$-10 \log_{10} \frac{\text{Pot. riflessa}}{\text{Pot. incidente}} \quad (\mathrm{dB})$$

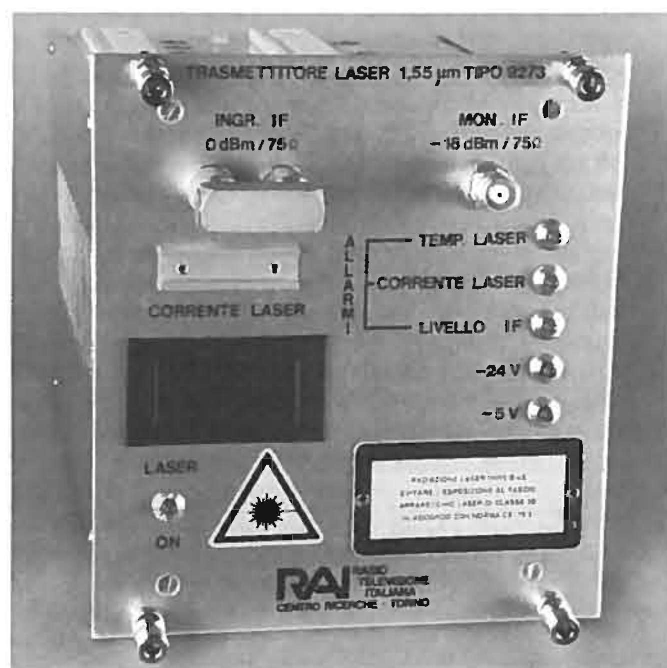


Fig. 7 — Trasmettitore a laser 1,55 µm.

per i collegamenti con laser relativamente a tre valori di *RIN*.

Oltre alle sorgenti localizzate di riflessione ottica esiste anche un contributo di riflessione distribuito lungo tutta la fibra dovuto alla diffusione di Rayleigh. L'entità di questo contributo varia molto tra i diversi tipi di fibre e tra i diversi produttori. Su distanze di circa 12 km sono stati misurati valori compresi tra 35 e 40 dB. All'aumentare della distanza il contributo dei tratti di fibra più lontani diminuisce sempre di più a causa della maggiore attenuazione che subisce il segnale riflesso.

6. Sistemistica, prestazioni e tipologie di alcuni collegamenti

I nuovi trasmettitori a laser sviluppati (vedi fig. 7) sono meccanicamente compatibili con gli altri apparati, mentre per i nuovi componenti passivi sia in trasmissione che in ricezione (accoppiatori, commutatori, dispositivi WDM) e la eventuale logica di commutazione sono state progettate schede che vengono alloggiate in un subtelaio posto in testa al telaio N2. Ciascuna scheda è utilizzata per due apparati, quindi per ogni telaio sono presenti 3 schede. Nella figura 8 è fotografata la scheda contenente il commutatore ottico, il demultiplatore WDM e la logica di commutazione. La fotografia di copertina presenta alcuni dei telai installati presso il Centro di Produzione TV della RAI a Roma.

I trasmettitori a laser consentono di coprire notevoli distanze grazie alla elevata potenza emessa (− 3 dBm). Su un collegamento di circa 60 km, non ottimizzato per la specifica applicazione, sono stati misurati 65 dB di rapporto segnale-rumore video non pesato con un trasmettitore in 3ª finestra.

L'elevato bilancio di potenza dei collegamenti con trasmettitori a laser è servito in alcuni casi per dividere il segnale ottico ed alimentare contemporaneamente due ricevitori posti in punti diversi della rete utilizzando, sia sulla fibra preferenziale che su quella di riserva, accoppiatori ottici larga banda con percentuale di accoppiamento diversa dal 50%. In altri casi sono stati realizzati collegamenti bidirezionali che coinvolgono 3 punti diversi (vedi fig. 9). Il segnale generato nel punto 1 viene ricevuto contemporaneamente negli altri due punti i quali possono, alternativamente e non contemporaneamente, inviare il loro segnale al primo punto.

7. Evoluzione per i segnali televisivi ad alta definizione

In occasione dei campionati mondiali di calcio svoltisi nel giugno 1990 (Italia '90) la RAI ha effettuato in prima mondiale la sperimentazione di un sistema di trasmissione

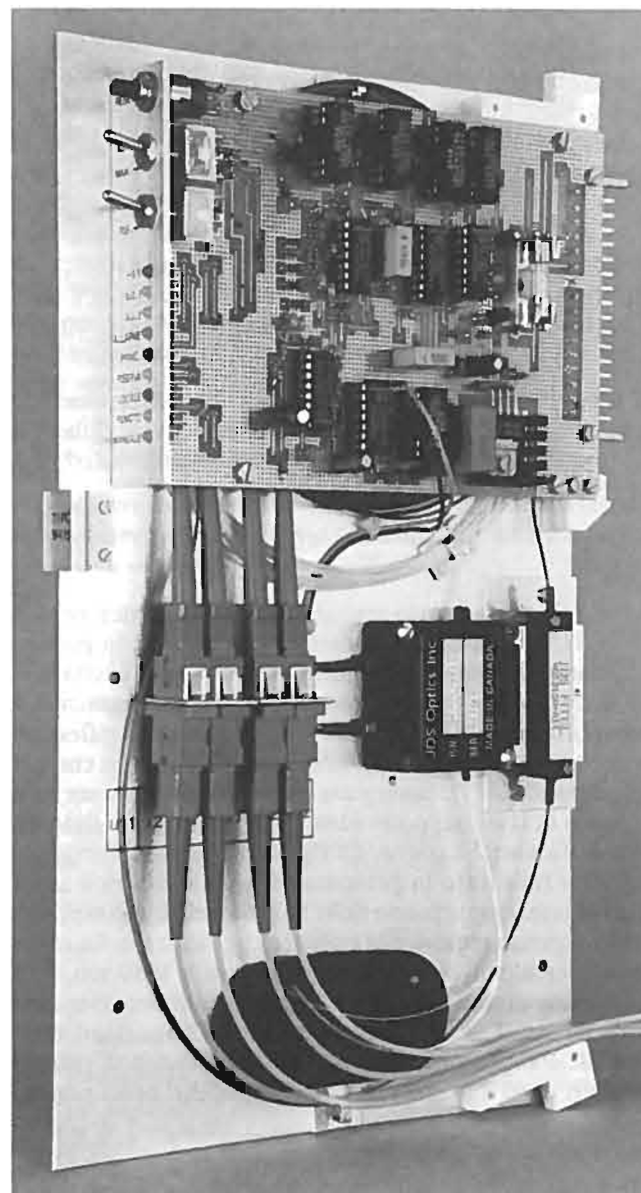


Fig. 8 — Scheda commutatore ottico + separatore 1,31/1,55 µm.

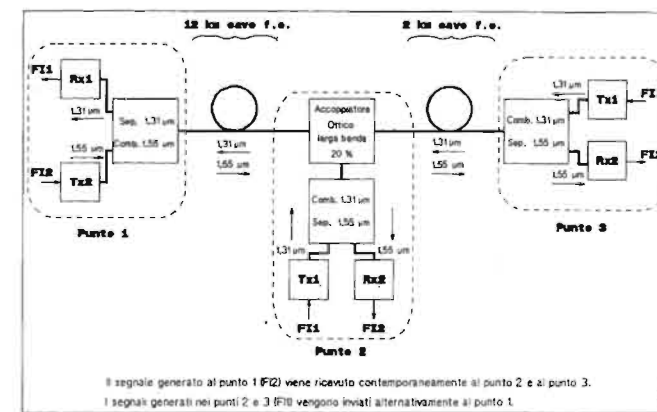


Fig. 9 — Collegamento multiplo bidirezionale a divisione di lunghezza d'onda (WDM).

punto-multipunto interamente numerico per la televisione ad alta definizione (bibl. 4). Il sistema, ideato e messo a punto presso il Centro Ricerche della RAI, era costituito da un complesso di installazioni comprendente due stazioni trasmittenti via satellite (una fissa e una mobile), tratte in fibra ottica, otto stazioni riceventi attrezzate con proiettori su grande schermo e varie unità di monitoraggio e supervisione.

I collegamenti in fibra ottica sono stati utilizzati per trasferire il segnale HDTV (High Definition TV) dal punto di generazione al punto di trasmissione verso il satellite e, in direzione opposta, per rinviare il segnale ricevuto dal satellite al punto di generazione a scopo di controllo.

Per il primo collegamento il segnale numerico uscente dal codificatore HDTV è stato trasferito tramite due flussi a 34 Mbit/s, mentre nella direzione inversa il segnale video monitorio, disponibile in banda base sotto forma di componenti e sincronismi, è stato trasmesso utilizzando la tecnica SCM (Sub-Carrier Multiplexing). Questa tecnica di modulazione consiste nell'inviare alla sorgente ottica, come segnale che la modula in intensità, un multiplex di frequenza formato da un certo numero di sottoportanti a loro volta modulate dai segnali di banda base che si desidera trasmettere.

In base alla sperimentazione effettuata nel corso di Italia '90 e a valutazioni e prove effettuate successivamente, si ritiene che la soluzione completamente numerica sia quella più adatta per la rete di contributo per i segnali HDTV. La tecnica SCM con modulazioni numeriche delle sottoportanti (QPSK o QAM) sembra quella più conveniente a breve termine per strutturare un sistema di distribuzione di un certo numero di programmi HDTV all'utente tramite le reti ottiche passive (Passive Optical Networks: PON) ed eventuali reti in cavo all'interno delle abitazioni, anche se in prospettiva la tecnica TDM con segnali ad elevata frequenza di cifra potrà essere più vantaggiosa (bibl. 5 e 6).

8. Conclusioni

Sono state esaminate le soluzioni adottate per i sistemi in fibra ottica che operano sui collegamenti di contributo della RAI. L'utilizzo di laser DFB in trasmissione, di tecniche di protezione a diversità di instradamento e della tecnica WDM ha consentito una ottimizzazione dei collegamenti e un miglioramento nelle prestazioni e nella affidabilità di questi sistemi che trasferiscono segnali sia video che audio di elevata qualità e che, con trasmettitori in 3ª finestra, possono coprire distanze di circa 60 km. È stato dato, infine, un accenno alla evoluzione dei collegamenti in relazione ai segnali televisivi ad alta definizione.

Le fibre ottiche monomodali, grazie alle elevate capacità trasmissive, consentono future espansioni e miglioramenti nelle prestazioni della rete. Un passo successivo verso un ulteriore sfruttamento della enorme banda disponibile potrebbe essere quello di aumentare il numero dei canali trasmessi su una fibra con la tecnica WDM fino ad arrivare a separazioni tra i canali di alcuni nanometri. Successivamente, in relazione anche allo sviluppo ed alla disponibilità di dispositivi integrati ottici ed elettro-ottici, potrebbero essere adottate tecniche coerenti che consentono di applicare alle fibre ottiche concetti tipici della trasmissione radio, creando un «etere ottico» tramite l'utilizzo di sorgenti e ricevitori sintonizzabili.

(4040)

Ringraziamenti

La attivazione dei collegamenti di contributo su fibre ottiche è il risultato della collaborazione tra diversi settori della RAI. Si desidera pertanto ringraziare i colleghi del Supporto Tecnico Installazione Impianti ed Esercizio reti di collegamento insieme con i colleghi del Centro Ricerche RAI Dott. G.B. Greborio, sigg. G. Garazzino, G.P. Placidi e del Centro di Produzione RAI di Roma sig. G. Cecatto.

BIBLIOGRAFIA

1. - G. Arena, G. Garazzino: *Collegamenti televisivi urbani della RAI in cavo coassiale.* «Elettronica e Telecomunicazioni, n. 3, 1982, p. 107.
2. - V. Sardella: *Collegamenti televisivi di contributo su fibre ottiche.* «Elettronica e Telecomunicazioni, n. 2, 1987, p. 85.
3. - G. W. Tomaselli: *Analisi delle caratteristiche spettrali e di rumore dei diodi laser DFB in presenza di riflessioni ottiche esterne.* Tesi di Laurea. Università degli studi di Torino, Facoltà di Scienze M.F.N., Corso di Laurea in Fisica. Marzo 1991.
4. - AA.VV.: *Speciale Italia '90.* «Elettronica e Telecomunicazioni, n. 3, 1990, numero monografico.
5. - P. A. Rosher et al.: *Broadband Video Distribution over Passive Optical Network using Subcarrier Multiplexing Techniques.* «Electronics Letters, 19th Jan. 1989, vol. 25 n. 2, p. 115.
6. - V. Sardella: *Studio preliminare di reti di distribuzione in fibra ottica per segnali HDTV numerici e relative realizzazioni sperimentali.* Relazione Interna RAI n. 92/05/I, Maggio 1992.

NOTIZIARIO

Da comunicazioni pervenute alla Redazione

CONGRESSO AICA: A TORINO L'ITALIA DELL'INFORMATICA — Si è tenuta il 21 ottobre 1992, a Torino la ventinovesima edizione del Congresso A.I.C.A., l'Associazione Italiana per l'Informatica ed il Calcolo Automatico. Il convegno, patrocinato dal Ministero dell'Università e della Ricerca scientifica e tecnologica, dal CNR, dalla Presidenza del Consiglio Regionale del Piemonte e dalla città di Torino è ormai un appuntamento tradizionale per tutti coloro che si occupano di informatica — ricercatori, produttori, utenti — e coinvolge esperti del mondo accademico e dell'industria che faranno il punto sul presente e sul futuro di questo settore. I lavori si sono svolti presso le sale del Centro Congressi dell'Unione Industriale e si sono conclusi venerdì 23 ottobre.

Ad aprire il Congresso è stato il Presidente dell'A.I.C.A., Giancarlo Martella, dell'Università di Milano. Hanno portato il saluto del mondo accademico torinese il prorettore dell'Università Alberto Conte, il vicerettore del Politecnico Marco Mezzalama, i Presidi Enzo Borello (Facoltà di scienze matematiche e fisiche naturali) e Pietro Appendino (Facoltà di Ingegneria) e il Direttore del Dipartimento di Informatica dell'Università di Torino, Gianfranco Balbo.

Il Congresso (il cui comitato di programma è coordinato dal prof. Angelo Raffaele Meo del Politecnico di Torino) ha inteso porre a confronto le maggiori aziende informatiche e di telecomunicazioni (Siemens Nixdorf, Hewlett Packard, Olivetti, Bull, IBM, Digital Equipment, Finsiel, Cselt) e la ricerca universitaria privilegiando l'analisi delle prospettive strategiche del settore. Tema di fondo del Congresso è, infatti, la collaborazione fra pubblico e privato nella ricerca in ambito industriale, con la partecipazione attiva del Centro Nazionale delle Ricerche.

Le «prospettive scientifiche, tecnologiche e industriali dell'informatica» e «I rapporti fra università e industria nella ricerca informatica» sono stati oggetto di apposite tavole rotonde; mentre sessioni speciali e altre tavole rotonde, coordinate da esperti di fama, hanno analizzato settori specifici come: «La ricerca in IBM Semea: l'interazione uomo-macchina»; «La ricerca in Cselt: il software per le telecomunicazioni», «Le architetture innovative» e «Qualità della vita in ambiente di lavoro con crescenti livelli di automazione».

L'A.I.C.A., fondata il 4 febbraio 1961, con i suoi 2000 soci individuali e 250 membri collettivi, è oggi la più importante associazione nazionale indipendente di professionisti dell'informatica. La sua finalità principale è lo sviluppo delle conoscenze attinenti la disciplina informatica in tutti i suoi aspetti scientifici, applicativi, economici e sociali.

Proprio questo orizzonte a 360 gradi e l'autorevolezza della sua tradizione fanno oggi dell'A.I.C.A. un luogo privilegiato di incontro e di dibattito fra le tre principali voci del mondo informatico: la ricerca scientifica (le Università e i centri di ricerca), gli utenti, pubblici e privati, i costruttori e fornitori di prodotti e servizi informatici. (4043)

INTERNI DI AUTOVETTURE ESTETICAMENTE MIGLIORI CON VERNICI AD EFFETTO SPECIALE — Le vernici poliuretaniche (PUR) non vengono utilizzate solo per gli esterni di autovetture, ma anche per gli abitacoli. Con i sistemi bicomponenti di qualità elevata prodotti dalla Bayer (Viale Certosa, 126 - Milano) è possibile ottenere effetti speciali, quali ad esempio superfici dal tocco morbido e caldo o di finto camoscio. Grazie a tali finiture le superfici in materia plastica negli interni di automobili risultano non solo esteticamente migliori, ma anche più piacevoli al tatto.

Fino ad oggi non sono state ancora messe a punto formulazioni esenti da solventi adatte a queste applicazioni. In linea con la tendenza che prevede l'uso di sistemi all'acqua, la Bayer sta lavorando intensamente per trovare soluzioni adeguate.

Al K'92 sono state presentate formulazioni per sistemi PUR bicomponenti all'acqua. Sistemi «soft feel» potrebbero essere impiegati anche in altri settori, quali quello degli elettrodomestici, mobili per ufficio, apparecchi fotografici, bottoni e articoli per cancelleria. (4051)

PRIMI BUS 1553 APPROVATI PER STAZIONI SPAZIALI — La DDC è diventata la prima fornitrice di bus MIL-STD 1553 a cui è stata assegnata una specifica Space Station Qualified (SSQ) (Qualificato per Stazioni Spaziali) per il programma multinazionale Space Station «Freedom» Program (SSFP).

Conseguentemente, sul programma, l'azienda offrirà una versione qualificata spazio del suo BUS-61553-606 che è un controllore, bus rispondente alla MIL-STD-1553, completamente ibrido.

A causa dei requisiti della tolleranza alle radiazioni per applicazioni spaziali, i chip del protocollo e quello della gestione della memoria nel BUS-61553-606 sono realizzati in tecnologia avanzata di silicio su zaffiro (SOS) in un ambiente ESA SCC9000. Il dispositivo comprende anche una RAM da 8K × 16 SOS a tolleranza di radiazione e un doppio ricetrasmettitore bipolare.

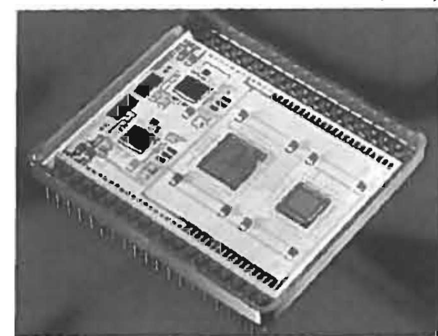
Il dispositivo pesa solo 29 grammi ed è confezionato in una DDIP in ceramica o «flatpack» di 53,3 mm × 47,5 mm (2,1" × 1,87"). Queste caratteristiche, combinate con l'alto livello d'integrazione, tolleranza alla radiazione ed affidabilità, lo rendono particolarmente adatto alle applicazioni spaziali.

La filiale della DDC, la Beta Transformer Technology Corporation, ha pure qualificato i suoi trasformatori a basso profilo HLP-6000 MIL-STD-1553 per utilizzo nelle stazioni spaziali. Due HLP-6000 vengono usati con ciascun BUS-61553-606.

Oltre a realizzare il primo progetto SSQ per parti MIL-STD-1553 per l'SSFP, la DDC ha dimostrato la propria disponibilità e capacità di essere un completo partner nel programma, combinando le richieste di più clienti in un contratto. Questo sforzo da parte della DDC è considerato di aver fatto risparmiare al programma almeno 1 milione di dollari e una considerevole riduzione di tempo di approvvigionamento. Per l'esportazione di questo dispositivo alla comunità ESA per applicazioni di stazioni spaziali non è più necessaria una licenza individuale convalidata statunitense.

Al BUS-61553-606 è stato assegnato il documento Space Station Qualification SSQ-22678 mentre l'HLP-6000 appare nell'SSQ-22676. Questi documenti fanno parte della procedura ufficiale di approvvigionamento per l'intero programma e sono gestiti dal Centro Johnson Space nella Nasa a Houston e dall'ufficio del programma a Reston, in Virginia. Gli SSQ vennero basati su specifiche di controllo sviluppati da due fornitori di Space Station Work Package II.

I due dispositivi vennero qualificati dopo una rigorosa prova di qualità di 3 giorni delle attrezzature della DDC e della Beta Technology, effettuata dai due fornitori nominati della stazione spaziale. (4053)





VISAGES, IL VIDEOTELEFONO A COLORI — Con lo sviluppo delle reti ISDN in Francia, in Italia e in altri paesi europei, si aprono nuovi orizzonti per la comunicazione telefonica. Gadget fino ad oggi, il videotelefono possiede ora il supporto tecnico che consente il suo sviluppo.

MATRA COMMUNICATION è il numero due delle telecomunicazioni in Francia ed il leader europeo della costruzione di radio-mobili, dopo l'acquisto nel 1991 della divisione Comunicazione del Gruppo AEG in Germania e Spagna. Oggi è presente in numerosi paesi europei e negli USA; in Italia MATRA COMMUNICATION - ST Servizi di Telecomunicazione (via Trebazio 8 - Milano), commercializza Pabx ed i terminali telefonici del gruppo attraverso una rete di rivenditori privati.

Collaborando sin dall'inizio con France Telecom al progetto NUMERIS, la rete ISDN francese, ha potuto sviluppare una gamma completa di prodotti ISDN: telefoni, schede PC, adattatori, Pabx (il Matracom 6500), e reti d'imprese.

Negli anni '70, aveva già sviluppato il primo videotelefono B/N ad immagine analogica. Oggi presenta e commercializza in Francia la prima versione del videotelefono a colori: VISAGES; un sistema bidirezionale di telecomunicazione che consente, mediante un terminale video dotato di camera e schermo, di trasferire immagini e audio. Questo prodotto, ancora in costante evoluzione, è nato dall'associazione di varie tecnologie sviluppate all'interno e all'esterno della MATRA COMMUNICATION, nel quadro del programma europeo RACE e delle ricerche del CNET, il Centro Nazionale Francese Studi sulle Telecomunicazioni dal quale proviene la licenza VISAGES.

Il videotelefono VISAGES è composto da un terminale telefonico ISDN, un terminale video dotato di camera e schermo a colori, e dal CODEC video, un sistema di codificazione/decodificazione che realizza la conversione analogica/numerica e la compressione/decompressione delle immagini tra la camera, la rete ISDN e lo schermo.

Per la prima versione, sono stati utilizzati dei moduli già esistenti sul mercato: schermo SONY Trinitron 5 pollici, terminale MATRA MC 880 e CODEC video sviluppato con il CNET. Per adeguarsi alle prestazioni della rete ISDN esistente (64 Kbits/s su ogni canale), è stato scelto il formato Q CIF (norma CCITT) e una frequenza di trasmissione da 10 a 15 immagini/secondo resa possibile da un elevato tasso di compressione dell'immagine (da 2 a 3000 volte superiore a quello di un'immagine TV).

Il videotelefono VISAGES utilizza la banda stretta della rete ISDN. Questa configurazione di partenza consente di sfruttare al massimo le capacità offerte dalle reti ISDN attuali, e migliorerà in funzione della diffusione servizio rivolta al grande pubblico.

Il sistema CODEC video, vero e proprio centro vitale dell'apparecchio, è più evoluto degli altri esistenti sul mercato. Il videotelefono VISAGES è più di un prototipo, poiché è già in fase di produzione industriale. Le prime applicazioni professionali del videotelefono VISAGES riguardano per esempio, la consulenza di specialisti finanziari della sede di una banca, di un'agenzia e di teleconferenze.

Il futuro della videotelefonia e i suoi limiti risiedono ormai nella diffusione internazionale delle reti ISDN. La qualità innovativa del prodotto, nonché la sua diffusione ancora limitata (infatti poche grandi imprese lo utilizzano) spiegano il prezzo di vendita molto elevato: circa 80.000 FF (17 milioni di Lit.). La diffusione al grande pubblico, alle soglie del 2000, in conseguenza all'allargamento della copertura della rete ISDN in Europa, dovrà consentire una notevole riduzione del prezzo e progressi in materia di compattezza del sistema. (4044)

SVILUPPO DEI SERVIZI DI TELECOMUNICAZIONE SUGLI AEREI DI LINEA — Una significativa conquista della ricerca BT (British Telecommunications plc 81 Newgate Street London) ha reso disponibile la tecnologia per l'attivazione del servizio di telefax a bordo di aerei in volo in qualsiasi parte del mondo. I tecnici BT del Centro di Ricerca e Sviluppo di Martlesham, in Gran Bretagna, hanno messo a punto un sistema per inviare fax utilizzando il servizio Skyphone. Il consorzio Skyphone, composto da BT, Norwegian Telecom e Singapore Telecom, ha iniziato a fornire servizi di comunicazione via satellite per l'aeronautica commerciale fin dal settembre 1990.

Serve attualmente più di 60 velivoli commerciali e fornisce, inoltre, tale servizio alla Singapore Airlines, la prima compagnia aerea in grado di offrire ai suoi passeggeri un servizio telefonico di bordo in tutto il mondo, già disponibile su velivoli di molte compagnie aeree.

La prima dimostrazione al mondo del nuovo servizio ha già avuto luogo durante il volo sperimentale sull'Inghilterra di un aereo commerciale privato. Il velivolo, equipaggiato con Racal Satfone Avionics, ha utilizzato la Stazione Terrestre Skyphone del Satellite Center di Goonhilly in Cornovaglia per trasmettere messaggi via fax in diverse parti del mondo.

Grazie a questa nuova tecnologia, Skyphone introdurrà entro fine anno a livello mondiale un servizio commerciale completo, che consentirà la trasmissione e la ricezione di messaggi via fax e e da aerei equipaggiati a tal scopo.

Questo servizio Skyphone, gestito da un consorzio che comprende BT, ha un costo di circa 7000 lire al minuto per trasmissione vocale o via fax a qualsiasi destinatario nel mondo.

Il fornitore di satelliti, Inmarsat, ha inoltre indetto una gara d'appalto per l'aggiudicazione del contratto per la realizzazione di un'integrata «funzione d'interfaccia terminale» in grado di elaborare segnali fax e dati, nonché segnali vocali. BT è riuscita a incrementare la qualità delle apparecchiature attualmente utilizzate da Skyphone in modo che siano in grado di distinguere i segnali fax da quelli vocali. L'innovazione tecnologica introdotta da BT permette inoltre di non appesantire con un ulteriore hardware il telaio del Racal Satfone Avionics. (4050)

ENERGIA SOLARE — Si è aperto un nuovo capitolo nella collaborazione tra ENEL ed Helios Technology, azienda veneta leader nel fotovoltaico, con nuove importanti commesse.

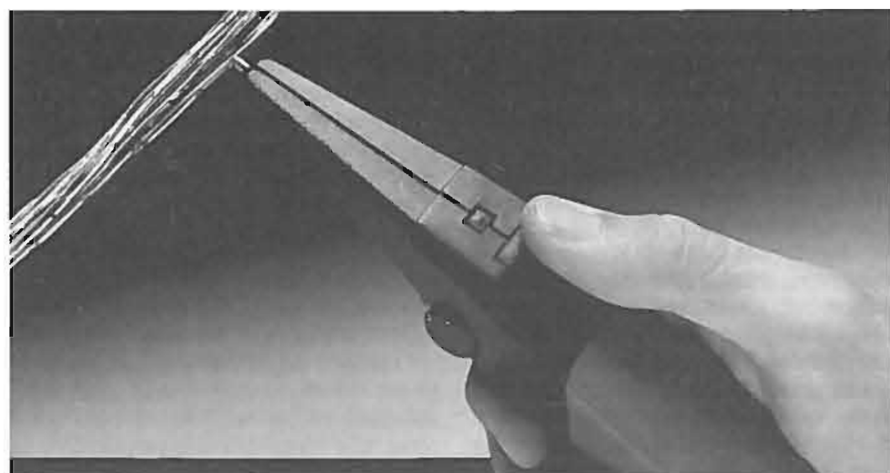
Per una serie di interventi di alimentazione solare di abitazioni isolate e rifugi montani dislocati in tutto il territorio nazionale sono stati richiesti alla Helios 100 chilowatt di moduli H45, già in fase di consegna.

Ma ancor più interessante è il progetto per una centrale di 3 megawatt per immissione in rete di energia elettrica che sorgerà in provincia di Salerno su una superficie di otto ettari sulla quale verranno installati oltre 60 mila moduli fotovoltaici.

Quella che dovrà essere la più grande centrale fotovoltaica d'Europa, prevede l'adozione delle migliori tecnologie oggi presenti sul mercato con la sperimentazione, nel confronto di esercizio, delle soluzioni ottimali per futuri impianti di potenza da collocare nelle zone più soleggiate della Penisola e delle maggiori isole italiane.

Oltre a tre Società straniere, che forniranno ciascuna 330 chilowatt di potenza, l'Enel si avvarrà della Helios Technology, che metterà in campo 660 chilowatt di moduli a 72 celle in policristallo.

Tecnologia italiana, dunque, per la maxicentrale solare. (4049)





TRACING DI COPPIE DI CAVI «PIN-POINT» — La Chesilvale Electronics ha lanciato un nuovo sistema di tracing di coppie di cavi ad alta performance per i tecnici specializzati nel settore telefonico — il PTS tascabile.

Usato per identificare coppie di cavi delle telecomunicazioni, il PTS raggiunge nuovi standard di rintracciabilità. Il ronzio della rete elettrica viene eliminato grazie al filtraggio completo ed il tono caratteristico della deflessione dell'oscillatore viene facilmente rilevato. Il PTS 200 può anche essere utilizzato per testare la continuità e la polarità.

Il design ergonomico del PTS 100 Tone-Tracker facilita l'utilizzazione dell'apparecchio, con il pollice e l'indice in posizione naturale sull'interruttore e sul controllo della sensibilità. La regolazione continua della sensibilità consente un'accuratezza estremamente precisa, nel rilevamento di segnali sia deboli che forti.

Presentato in un contenitore di nailon impermeabile, il kit PTS 100/200 offre allo stesso tempo convenienza e alta performance.

Il nuovo sistema PTS è il primo di una serie recente di prodotti, ad alta performance, lanciati dalla Chesilvale, ed è il risultato di un programma maggiore di ricerca del mercato e di sviluppo del prodotto intrapresa nel corso degli ultimi due anni dalla società. (4055)

NUOVE PROSPETTIVE DELLA VIDEOCOMUNICAZIONE — Premio Emmy negli Stati Uniti, «punta di diamante» dello stand italiano al Telecom di Ginevra lo scorso autunno, il Codec per TV ad alta definizione DTV-HD, progettato da Alcatel Telettra è uno dei punti di riferimento per le nuove prospettive della comunicazione video e più in generale delle reti a larga banda, che costituiscono uno dei principali scenari delle comunicazioni dei prossimi anni.

Il Video Codec per l'alta definizione, in sigla 1741VC, è il prodotto più avanzato di una linea, la serie 1700VC, che Alcatel Telettra, in Italia e in Spagna, ha sviluppato in questi anni nell'ambito del progetto europeo EUREKA 256 con la collaborazione del Centro Ricerche RAI, di Retevision e dell'Universidad Politecnica de Madrid ed è già ora nella fase di pre-produzione industriale. Un suo primo impiego è stato dimostrato nel 1990, con una versione a 70-140 Mbit, in occasione dei campionati del mondo di calcio svoltisi in Italia, con trasmissioni effettuate in Italia e in Spagna; avvenimento tecnico a cui la nostra rivista ha dedicato il numero speciale «ITALIA '90» del novembre 1990.

L'attuale versione (presentata allo SMAU '92) costituisce quindi un significativo sviluppo nella logica di un più efficiente sfruttamento del segnale e della possibilità di aumentare la quantità dei canali e quindi dei servizi disponibili sulla stessa fibra ottica.

I Codec sono in linea con gli standard televisivi esistenti (PAL, SECAM, NTSC, 4:2:2) e coprono diversi «bit rate», cioè velocità trasmissive, dai 34 ai 140 Mbit al secondo. In particolare, il Codec ad alta definizione opera con bit rate differenziati, da 45, 34×2, 45×2 e 140 Mbit/sec, che, associati a un algoritmo di compressione particolarmente sofisticato ne consentono l'impiego nell'ambito di reti primarie di broadcast televisivo, quindi anche nella connessione tra gli studi. A questo contribuisce anche la possibilità di raggiungere una risoluzione orizzontale di 1440 o 1920 pixel ottenibile con le più alte velocità trasmissive (45×2 o 140 Mbit/sec), allineata con quella prevista dagli standard di qualità «studio».

Una delle caratteristiche più interessanti è anche la facoltà di trattare i diversi standard televisivi ad alta risoluzione attualmente in discussione, quindi una risoluzione tanto di 1250 quanto di 1125 linee, così da facilitarne una utilizzazione sui diversi mercati internazionali.

Un avanzato algoritmo di compressione ha permesso di ridurre la portata del segnale televisivo in alta risoluzione da un segnale primario dell'ordine delle diverse centinaia di Mbit/sec, a bit rate che sono compatibili con la tecnologia attuale delle fibre ottiche, così da permettere di allocare su una singola fibra da 622 Mbit/sec (o in prospettiva 2,5 Gigabit) una molteplicità di canali TV, così come potrà essere richiesto in futuro dai servizi di distribuzione televisiva via cavo, siano essi di tipo broadcast o di tipo «on demand» (es. accesso a videoteche o altri servizi interattivi), o ancora, video-conferenze di alta qualità.

Oltre ad utilizzare un sofisticato algoritmo di compressione, che permette tra l'altro di trattare separatamente i segnali di luminanza (Y) e crominanza (C), il Codec impiega una circuiteria VLSI particolarmente sofisticata, con largo impiego di gate array, e un sistema basato sull'elaborazione parallela di parti dell'immagine. Quest'ultima è infatti scomposta in quattro o cinque «strisce» verticali, in funzione della risoluzione desiderata (1440 o 1920 pixel per linea). Il sistema procede quindi alla separazione delle singole linee e a trattare simultaneamente ciascuno di questi segmenti. Tutti i dati vengono quindi trattati e riassemblati, con l'inserimento degli opportuni indirizzamenti e dei codici di correzione degli errori.

Una unità contenuta in un armadio separato (il Codec è ospitato in due rack da 19″ standard) provvede alla conversione analogico/digitale, mentre è possibile, sempre in una unità esterna, aggiungere fino a 4 canali audio digitali di alta qualità. (4046)



TWT DA 3KW IN BANDA C PER STAZIONI DI TERRA — Progettato per trasmissioni multicarrier, il TH3640 fornisce una potenza di uscita maggiore di 3kW nella banda da 5,850GHz a 6,425 GHz senza necessità di sintonizzazione.

Il TH3640 ha un guadagno minimo di 50dB ed una variazione di guadagno tipica di O.5dB in ogni sottobanda di 40MHz. Altre caratteristiche sono l'efficienza, che ha un valore tipico del 28%, e il prodotto di intermodulazione di 3° ordine con due portanti da 250W distanti 10MHz, che ha un valore pari a −27.5dB. Inoltre il sistema di confinamento del fascio a magneti permanenti e quello di raffreddamento ad aria forzata rendono il TH3640 compatto (85×20×20 cm) e leggero (25 kg).

Questo TWT di alta potenza che utilizza la tecnologia dell'elica saldata, brevetto THOMSON, attraverso semplici aggiustamenti dell'alta tensione può operare o in condizioni di massima linearità o di massima potenza di uscita. Tale tubo inoltre è stato progettato per poter funzionare più di 30.000 ore. (4054)

ALTO LIVELLO D'INTEGRAZIONE PER I TERMINALI ACE — I nuovi terminali Mil-Std-1553 ACE (Advanced Communication Engine) della DDC (via Sardegna 1 - Milano) rappresentano il più alto livello d'integrazione ottenuto a tutt'oggi da qualsiasi fabbricante. I terminali comprendono un doppio ricetrasmettitore a bassa potenza per interfacciamento al bus dati ed un'interfaccia processore host che richiede il minimo di logica esterna.

Il Mil-Std-1553 è un bus dati a due fili utilizzato dalla maggior parte degli aerei militari del mondo occidentale. A causa della crescente pressione per ridurre il peso e la dimensione globale delle apparecchiature, i prodotti ACE sono contenuti in un contenitore di 1226 mmq. (1,9 polliciq.) — la più piccola dimensione realizzata a tutt'oggi per questo livello d'integrazione. Vi sono due prodotti base ACE; il BU-65170 funge da terminale remoto (RT) mentre il BU-61580 può essere impiegato come terminale remoto o controllore di bus (BC) o terminale monitor (MT).

Entrambe le unità sono contenute in contenitore di ceramica da 1×1,9 pollici e sono intercambiabili, offrendo flessibilità per i progettisti del sistema.

Una significativa caratteristica dei terminali ACE consiste nella flessibilità d'interfacciamento col processore host. I dispositivi includono una shared RAM da 4K e possono essere usati con tutti i processori da 16 o da 8 bit in modo da 16 bit bufferato, 16 bit trasparente, 8 bit bufferato, DMA o zero attesa.

I terminali ACE forniscono supporto multiprotocollo di Mil-Std-1553A/B/McAir e sono di software completamente compatibile con i precedenti terminali di serie AIM. Una nuova caratteristica del terminale monitor consiste nella sua validazione dei messaggi e delle parole a differenza di prodotti concorrenziali che convalidano soltanto le parole. Questa caratteristica riduce significativamente il sovraccarico del processore host.

Per la prima volta la DDC ha utilizzato contenitori in ceramica per questo tipo di prodotto per abbassare significativamente il costo ed ha messo a disposizione confezioni 70 pin doppio dual in line, «flatpack» o terminali J. Tutti funzionano entro la gamma di temperatura compresa tra -55°C e + 125 °C mentre per il modello MIL-STD-883D è disponibile lo screening. (4041)



ACCERTATA LA PRESENZA DI ELIO-4 RISULTANTE DA UNA FUSIONE NUCLEARE A FREDDO — La Nippon Telegraph and Telephone Corportation (NTT - 20,rte de Pré-Bois, Casella Postale 1893, CH-Ginevra 15) ha reso noto che, di recente, ha potuto accertare in modo irrefutabile il verificarsi di un processo di fusione nucleare a freddo. Tale argomento è stato oggetto di discussioni e controversie sin da quando, nel marzo 1989, due diversi gruppi di scienziati e ricercatori (l'Università Brigham-Young e l'Università dello Stato dello Utah) ne annunciarono la scoperta. Oggi si può dunque affermare che questo ulteriore successo costituisce un altro importante passo verso la possibilità di disporre in futuro di energia pulita, non inquinante.

Il dottor Eiichi Yamaguchi, «senior scientist» ai laboratori di Ricerca Basica dell'NTT, nel mese di maggio 1989, cominciò con un collega una serie di esperimenti per accertare la possibilità di realizzare processi di fusione a freddo. All'epoca i due scienziati decisero però di restare sul terreno della fisica allo stato solido invece di ricorrere a tecniche proprie al dominio dell'elettrochimica — per le loro esperienze essi utilizzarono una piastra di palladio su un lato della quale era stato depositato oro, e sull'altro, ossido di magnesio.

La piastra venne quindi saturata con deuterio e posta in una camera sotto vuoto dotata di strumenti di misura d'alta precisione comprendenti uno spettrometro di massa e un rivelatore di particelle cariche.

Due o tre ore dopo l'inizio dell'esperimento, fu possibile osservare nel campione un aumento di temperatura e la presenza di atomi di elio −4 (^{4}He — un nucleo di elio −4 è composto da due protoni e da due neutroni) benché prima della reazione, nella camera sotto vuoto non esistesse traccia di elio −4. I due ricercatori localizzarono poi solo una minima traccia di particelle cariche come dei protoni.

Sino ad ora, due tipi di reazione nucleare sono stati presi in considerazione:
a) due deuterio ---^{3}He e neutroni
b) due deuterio --- trizio e protone.

I risultati degli esperimenti effettuati nei laboratori dell'NTT provano il verificarsi di un terzo processo reattivo:
c) due deuterio ---^{4}He e photone/phonone che sembra effettivamente indicare la fusione a freddo invece dei due processi reattivi a) e b) più sopra menzionati.

Un difetto di massa di 0,64% tra due atomi di deuterio e un atomo di elio −4, evidenzia, senza l'ombra di un dubbio, la fusione nucleare a freddo. Solo ulteriori indagini permetteranno però di accertare se dell'energia possa essere ricavata da tale procedimento.

I risultati ottenuti dal dottor Yamaguchi sono stati presentati alla Terza Conferenza Internazionale sulla Fusione a Freddo, convegno che si è tenuto a Nagoya, dal 21 al 25 ottobre. (4052)



DIAGNOSI DI ANOMALIE CARDIACHE NEI FETI — Il FD 1 Fetal Dopplex ultrasonic detector, un apparecchio ad ultrasuoni realizzato dalla ditta inglese Huntleigh Technology in collaborazione con Albis, una società commerciale della Bayer, permette la diagnosi precoce di anomalie cardiache nei feti. La carcassa è messa a punto mediante stampaggio ad iniezione con Bayblend ® FR, un blend di PC/ABS ignifugo della Bayer.

Questo termoplastico tecnico, che da anni si è affermato quale materiale per carcasse per apparecchiature per il settore medico, viene impiegato perché soddisfa non solo il requisito di difficile infiammabilità (UL 94, V-0 per 1,6 mm di spessore della parete), ma possiede anche stabilità dimensionale e solidità alla luce e, altra caratteristica essenziale, elevata resistenza all'urto.

Con l'ausilio di questo maneggevole e innovativo rivelatore ad ultrasuoni si possono controllare i toni cardiaci di un feto di dieci settimane, una possibile alternativa al tradizionale stetoscopio per feti.

(4048)

COMPOUCE QUADRI, IL PIÙ PICCOLO MODEM A QUATTRO VELOCITÀ — DATAKOM (via Emilia 20 - S. Donato Milanese, Milano) ha presentato il modem COMPOUCE QUADRI della francese P.N.B. (4, rue Jean Macé, 92150 Suresne - F).



Ultraleggero e compatto, questo modem risponde alle necessità di comunicazione degli utenti di computer portatili. Si tratta attualmente dell'unico modem di dimensioni ridotte a quattro velocità «zero power», malgrado abbia dimensioni equivalenti a quelle di un accendino e un peso inferiore a 100 gr., il COMPOUCE QUADRI possiede tutte le funzioni di un modem a quattro velocità: trasmissione in full duplex, supporto degli standard V21, V22 e V22 bis con velocità che raggiungono i 2400 bps. Permette inoltre di accedere ai servizi Videotex tramite un'emulazione V23, gestisce chiamate e risposte automatiche, è compatibile Hayes e possiede una presa DB9 integrata.

Autonomo e senza batterie, COMPOUCE QUADRI utilizza meno di 10mA ed è alimentato direttamente dal PC tramite la connessione seriale.

Distingue fra comunicazione vocale o alfa numerica su linee multiple; identifica le linee inattive e compone i numeri come toni multifrequenza o come impulsi.

La connessione alla rete telefonica si attua tramite una presa standard SIP, mentre la sua configurazione è gestita da un software di comunicazione, MYCOMM 3.0, fornito assieme al modem.

Le applicazioni di questo modem sono sia le telecomunicazioni d'ufficio che quelle mobili con il telecontrollo di microcomputer e applicazioni industriali remote, 10 mA e ricava l'alimentazione dalla porta seriale. (4042)

MINI BOOK BY ELOX — La ELOX SRL (via Ercolano 3 - Milano) presenta un gioiello portatile: un Notebook PC dal peso di solo 1 Kg. chiamato «miniBOOK» by ELOX.

Il miniBOOK» by ELOX è quanto di più avanzato oggi la tecnologia possa offrire. Nello spazio di un libro A5 (22,3 cm larghezza - 16,1 cm profondità - 3,1 cm spessore) si trovano: Display LCD supertwist ad alta leggibilità, grafico, risoluzione 640 × 400, 8 livelli di grigio 16 cm × 10 cm, CPU 80286-16MHz, Hard Disk da 40Mb, memoria RAM fornita 2Mb (espandibile con Memory Card) memoria ROM 256KB di tipo flash rom (contenente: BIOS e programmi per la gestione personale) memoria SRAM 128KB per la memorizzazione dei dati prodotti dal software per la gestione personale, tastiera tipo dattilo 64 tasti (10 tasti funzione, tastierino numerico immerso) esistono inoltre di serie: una porta parallela, una porta seriale, attacco per Floppy Disk Drive esterno e uno slot per Memory Card ed altre periferiche.

L'alimentazione è assicurata da 5 pile del tipo ricaricabile (ricaricabili con l'alimentatore fornito), la durata media di funzionamento è di circa 4 ore.

Il software in dotazione comprende: DR DOS 6.0, programma per trasferimento dati, programma per l'ottimizzazione del consumo, programmi per la gestione personale (calendario, world time, calcolatore, alarm, memo, text editor, rubrica, appuntamenti), drivers per Windows, drivers per il video. La dotazione comprende inoltre: alimentatore di rete, cavo seriale per trasferimento dati, 5 batterie ricaricabili.



Il «miniBOOK» è offerto dalla ELOX anche con FAXMODEM send-receive e relativo software. (4047)

MISURATORE DI CAMPO VHF/UHF E SATELLITI — La LEADER (Giappone) rappresentata in Italia dalla AMPERE S.p.A. (via Scarlatti 26 - Milano), amplia la propria gamma di misuratori di campo presentando il modello 952.

Questo strumento, estremamente compatto, è adatto alla misura precisa di tutte le bande TV e quelle da satellite.

Lo strumento è di facile utilizzazione poiché tutte le informazioni relative al suo funzionamento vengono date in modo chiaro attraverso un menù guidato.

Il modello 952 della LEADER può misurare simultaneamente su di un ampio display LCD fino a 128 canali TV nel campo da 46 a 870 MHz e 32 da satellite da 950 a 2050 MHz.

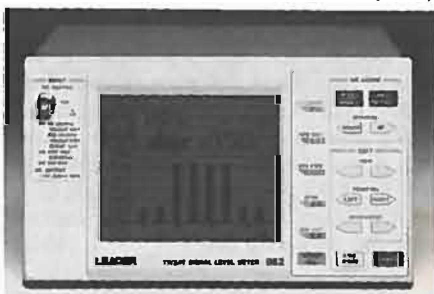
I canali sono ricercati automaticamente e rappresentati sotto forma di istogrammi di facile lettura.

Ogni canale può essere quindi selezionato e visualizzato singolarmente per fornire una lettura digitale e precisa dell'intensità del segnale ricevuto.

È possibile visualizzare quattro diverse unità misura: dBμ, dBμVEMF, dBmV e dBmW.

Il misuratore di campo LEADER modello 952 è portatile essendo provvisto di alimentazione a batteria e di custodia per il trasporto, ma può essere utilizzato anche in laboratorio per effettuare analisi, poiché dispone di uscita RS232C idonea al collegamento a calcolatore o ad una stampante.

(4045)



ATTIVITÀ INTERNAZIONALE nell'ambito della Diffusione Radiotelevisiva

a cura di R. CAPRA

MEDIASAT '92
Riva del Garda, 25 settembre - 2 ottobre 1992

Anche in questa 3ª Rassegna di MEDIASAT, il *Centro Ricerche* RAI ha confermato la sua partecipazione al Salone delle Attività Televisive presentandosi nel settore che più gli compete e lo contraddistingue: quello delle tecnologie destinate appunto alla televisione.

Il percorso che il *Centro Ricerche* RAI ha offerto ai visitatori della Rassegna era costituito da dimostrazioni e applicazioni guidate di grafica elettronica, con l'ausilio di una macchina che è stata ideata dal *Centro Ricerche* RAI ed è servita a inaugurare l'epoca dell'impiego dei sistemi grafici nelle produzioni televisive RAI, cominciando nel 1983 con la trasmissione «MISTER FANTASY» realizzata a Milano e con quella realizzata a Napoli dal titolo, «SOTTO LE STELLE».

Questa macchina, presenta il vantaggio di essere ancora efficace e soprattutto estremamente maneggevole. È sorprendente notare come sia stato rapido l'adattamento all'uso della grafica elettronica da parte di categorie per tradizione «ostili» al mondo dell'informatica, come scenografi, registi e gli stessi grafici, che invece hanno dovuto rivedere le loro posizioni e costruire le progettazioni sceniche o di animazione proprio con il computer, che fornisce, in questo caso, un ottimo corrispettivo del sistema visivo da realizzare e aumenta le possibilità comunicative a diversi livelli di conoscenza, del progetto. La simulazione, anzi, acquista più consistenza dello spazio reale.

La seconda parte dell'itinerario presentato dal *Centro Ricerche* RAI in collaborazione con il Centro di Produzione RAI di Torino, è stato un esempio di produzione e post-produzione eseguito interamente con la tecnica digitale, che consente di agire sul segnale video senza intaccare minimamente la qualità delle immagini riprodotte e di ottenere un suono comparabile con quello del compatct-disc; il formato era quello cinematografico (16/9), quindi immagini su grande schermo che permettono una visione «panoramica» con un apprezzabile miglioramento della visione televisiva perché offrono il 33% in più di superficie rispetto ad uno schermo tradizionale (4/3).

Anche le immagini scelte hanno sottolineato con la loro qualità le raffinate tecniche usate. Un cenno particolare merita il commento sonoro costituito dai pezzi di chitarra eseguiti da Pino Russo, uno dei personaggi più conosciuti della scena musicale





di Torino, che sono stati inseriti nel collage e trasformati in fase di post-produzione.

L'altra parte di filmato era invece dedicata alla ripresa di un balletto classico, dove si ammirano due giovanissimi ballerini della Scuola di Danza Classica e Contemporanea del Teatro di Torino, diretta da Loredana Furno e da Jean Pierre Martal.

In questa fase la ripresa viene effettuata con una sola telecamera, tecnica che permette dei risultati eccellenti a basso costo, perché in fase di post-produzione vengono poi rielaborate le immagini in modo da arrivare ad un risultato conclusivo molto sofisticato, evitando attraverso la codifica digitale, tutti i disturbi audio e video.

Si termina con una panoramica della sessantaquattresima edizione del Salone dell'Auto svoltasi a Torino e con alcuni momenti clou della manifestazione.

G.B. (4056)

EUROTRAVEL '92 E 48ª CONFERENZA ACI
Stresa, 4 - 10 ottobre 1992

Stresa ha ospitato agli inizi di ottobre il Convegno EuroTravel 1992 (4-6 ottobre) e la 48ª Conferenza ACI del Traffico e della Circolazione (7-10 ottobre 1992).

L'incontro ha avuto come tema le applicazioni dei servizi e delle tecnologie impiegati per fornire informazioni sul traffico agli automobilisti. Il Convegno sul Traffico è stato organizzato dalla RAI e precisamente dal Coordinamento radiofonico (Dott. GUERZONI, Dott. PISERCHIA e Dott. BOVE), con il patrocinio dell'UER (Unione Europea di Radiodiffusione).



ATTIVITÀ INTERNAZIONALE NELL'AMBITO DELLA DIFFUSIONE RADIOTELEVISIVA

Il Centro Ricerche RAI ha partecipato al Convegno in quanto membro del consorzio italiano che si occupa delle ricerche sul nuovo canale di comunicazione Radiodata illustrato a Stresa e denominato TMC-ALERT (Traffic Message Channel-Advice and problem Location for European Road Traffic).

Il Radiodata è un sistema di diffusione di informazioni codificate, realizzato in ambito UER che ne ha definito le caratteristiche e ne ha pubblicato le specifiche nel marzo 1984.

Vari articoli sull'argomento sono comparsi in numeri precedenti di questa rivista.

Negli ultimi tre anni, gli organismi di radiodiffusione dell'Europa Occidentale hanno introdotto il Radiodata (in inglese RDS: Radio Data System) o comunque hanno predisposto degli esperimenti di trasmissione.

In Italia, il servizio sperimentale è iniziato nel 1984 con trasmissioni continue sulla prima rete MF dai trasmettitori di ROMA, TORINO e MONTE PENICE ed è attualmente in funzione sulle tre reti radiofoniche MF della RAI su tutto il territorio nazionale. Il Radiodata introduce un canale dati in aggiunta ai segnali irradiati, in un normale canale radio MF, non interferendo sul programma radio trasmesso. Queste informazioni, offrono molte possibilità di servizi telematici, ad esempio il riconoscimento e la ricerca della stazione desiderata e in particolare la diffusione di notiziari sul traffico automobilistico o di «cerca persone» e comunque l'introduzione di altri servizi è affidata alle esigenze dell'Ente che diffonde il programma.

In particolare, per agevolare gli automobilisti, visto il continuo ampliamento e incremento delle reti autostradali europee, è stato introdotto un ulteriore servizio speciale connesso al Radiodata, il «Canale per Messaggi sul Traffico», denominato appunto TMC.

Questo sistema, presentato a Stresa, consentirà di trasmettere dei messaggi estratti da un apposito elenco concordato a livello europeo e trascritti in codice secondo il protocollo ALERT.

Tale protocollo è nato dalla collaborazione della Commissione della Comunità Europea con la Conferenza Europea dei Ministri dei Trasporti (EMCT) e con l'Unione Europea di Radiodiffusione (UER). I messaggi codificati vengono elaborati dall'autoradio e trasmessi ad un sintetizzatore vocale multilingue, oppure ad una stampante o ad altri dispositivi di uscita, senza interruzione del programma in corso.

Per favorire e dare impulso a questo nuovo sistema in Europa, è stato formato un gruppo di ricerca DRIVE/GEMINI (Dedicated Road Infrastructure for Vehicle Efficiency/GEneration of Messages In the New Integrated road transport environment), di cui fa parte anche il *Centro Ricerche* RAI, impegnato nella realizzazione di un sistema dimostrativo, che dovrebbe ultimarsi nel giro di 2-3 anni, sull'autostrada BRESCIA-TRIESTE (indicata nel progetto come «corridoio italiano»).

A Stresa, il *Centro Ricerce* RAI ha condotto la dimostrazione dell'RDS/TMC-ALERT.

Una serie di 64 messaggi codificati secondo il protocollo TMC-ALERT è stata memorizzata su chip EPROM. Questi messaggi vengono inseriti come codici TMC nel segnale Radiodata irradiato con un trasmettitore, senza che venga interrotto il programma sonoro.

Il segnale a radiofrequenza viene ricevuto da un autoradio con sistema di radiodiffusione di informazioni RDS che invia il segnale multiplex di banda base ad un decodificatore che ricava i codici TMC. Questi codici vengono reinterpretati con un procedimento analogo a quello usato in trasmissione ottenendo così la ricomposizione del messaggio e la sua lettura su un display.

Si può facilmente comprendere come le informazioni in tempo reale, senza interruzioni, in grado di prevedere eventi accidentali o metereologici, problemi di traffico e viabilità o che comunque possano compromettere le condizioni di sicurezza del traffico automobilistico, risultino estremamente efficaci.

La scelta della radio, come mezzo di elezione di questo sistema, letteralmente «a portata di mano», ne facilita gli obiettivi e la pone nuovamente al centro del complesso meccanismo dell'informazione.

G.B. (4058)

IL CENTRO RICERCHE RAI ALL'IBTS '92
Milano Lacchiarella, 15 - 19 ottobre 1992

20.000 metri quadrati, oltre 180 espositori, danno il segno quantitativo dell'importanza di IBTS '92, la 7ª edizione dell'International, Audio, Video, Broadcasting and Telecommunications Show, che si è svolto dal 15 al 19 ottobre 1992 presso il Padiglione Sud della Fiera di Milano a Lacchiarella, il quale rappresenta il punto di incontro dei più importanti settori dei prodotti hardware e software, dell'audio, video e broadcasting professionali.

Oltre alla rassegna propriamente tecnica e che si occupa di favorire e diffondere le possibilità di impiego di un determinato prodotto dal punto di vista commerciale, l'IBTS si articola anche nelle manifestazioni del MeM, la Mostra Mercato Internazionale di Programmi e Servizi Audio, Video e Multimediali, giunta al suo quarto appuntamento e MEDIATECH che organizza convegni e seminari sui temi promossi dalle tecnologie che riguardano il broadcasting, la comunicazione elettronica, sia nel campo dell'hardware e delle apparecchiature, che in quello delle applicazioni, dei servizi e dei programmi.

In questo panorama rientrano anche i progetti di ricerca e le sperimentazioni delle tecnologie più avanzate.

Il *Centro Ricerche* RAI ha partecipato all'IBTS, offrendo in anteprima ai visitatori, nel settore riservato agli espositori, e precisamente nel padiglione 21, standa B 18, una dimostrazione sul DAB (Digital Audio Broadcasting), il sistema di radiodiffusione sonora digitale sviluppato nell'ambito del progetto europeo EUREKA 147. Nello stand del *Centro Ricerche* RAI sono stati comparati i risultati del DAB, rispetto a quelli dell'attuale sistema radiofonico a modulazione di frequenza, su canale radiofonico simulato. Inoltre sono state presentate le caratteristiche di questo sistema e i suoi obiettivi.

La tecnologia digitale per la radio si avvale di una qualità audio paragonabile a quella del compact disc, con la possibilità di avere una ricezione ottimale anche in automobile, in presenza di disturbi ed interferenze dovuti a riflessioni multiple (centri urbani e zone ad andamento orografico irregolare). Inoltre si avvale dei canali terrestri nelle bande VHF, UHF ed L e, in un prossimo futuro, molto probabilmente dei canali da satellite sempre nella banda L (1,5 GHz).

Il DAB può operare su reti isofrequenziali, anche su base nazionale nella banda VHF.

Il particolare meccanismo di propagazione permette di ampliare notevolmente la copertura delle zone irradiate, utilizzando però una potenza di trasmissione nettamente inferiore.

Le tecniche digitali adottate dal sistema sono essenzialmente due:

- una codifica audio MUSICAM («Masking pattern adapted Universal Subband Integrated Coding And Multiplexing») che sfrutta la ridondanza intrinseca del segnale audio, nonché quella psicofisica dell'uomo, che consente di ridurre considerevolmente il bit-rate, usando gli effetti di mascheramento temporale e spaziale tipici dell'orecchio, e quindi di ridurre la quantità di informazioni, senza alterare la qualità del suono trasmesso;



— una tecnica di modulazione chiamata COFDM («Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing»), che supera finalmente i problemi cronici della ricezione MF in automobile, in città o in condizioni orografiche sfavorevoli, noti con il nome di «echi multipli», ripartendo l'informazione complessiva su un numero molto elevato di portanti reciprocamente indipendenti, ma estremamente vicine. L'indebolimento selettivo del canale, provocato dai disturbi, danneggia alcune delle portanti, ma non aliena la ricezione e provoca solo errori saltuari, che vengono eliminati all'interno del ricevitore grazie ad una raffinata tecnica di correzione («codifica convoluzionale con decodifica di Viterbi»). Il segnale audio risulta così depurato da disturbi e distorsioni.

Gli obiettivi del progetto EUREKA 147, si possono riassumere in questo modo:

— standardizzazione del sistema da parte dell'ETSI (European Telecommunication Standard Institute) entro il 1993;
— disponibilità dei primi ricevitori commerciali, a partire dal 1995;
— introduzione dei servizi sperimentali in alcuni pesi europei utilizzando il canale 12 in banda VHF.

La RAI ha intrapreso un'intensa attività di ricerca sul sistema DAB, per prepararsi ad una verifica in rete. Una volta predisposti gli apparati, il segnale DAB verrà trasmesso su scala regionale, in configurazione «singolo canale» su più trasmettitori. La RAI ha inoltre approntato un piano di sperimentazioni tecniche su alcuni impianti trasmittenti in Valle d'Aosta.

L'esito generale dell'esperienza relativa alla partecipazione del *Centro Ricerche* RAI si può senz'altro definire molto soddisfacente e lo confermano le numerosissime presenze dei visitatori allo stand del DAB, che si sono documentati sul sistema. Un complemento inscindibile alle dimostrazioni effettuate nel settore destinato alle esposizioni, si è avuto nell'ambito di MEDIATECH, che essendo stato organizzato per aree tematiche, ha inserito quest'anno, per la prima volta, un programma di seminari dedicati alla radio e alle sue nuove tecnologie. Il 15 ottobre il DAB è stato il protagonista della giornata; all'incontro hanno partecipato anche Corrado GUERZONI, vice-direttore generale RAI per la radiofonia che ha presentato una memoria sul «Rapporto tra sviluppo tecnologico e contenuto dei programmi» e Mario COMINETTI, responsabile della Divisione R.F. del *Centro Ricerche* RAI, la cui dissertazione ha avuto come argomento le sperimentazioni in corso sulla tecnologia DAB e i contributi sui sistemi.

Con questo seminario, che sancisce la reviviscenza tecnologica della radio di questi ultimi tempi, si è data una valutazione complessiva del nuovo sistema di trasmissione radiofonica digitale, rispondendo alla sempre maggiore richiesta di informazioni su questo sistema, di cui la RAI si considera la principale referente e destinataria.

G.B. (4057)

